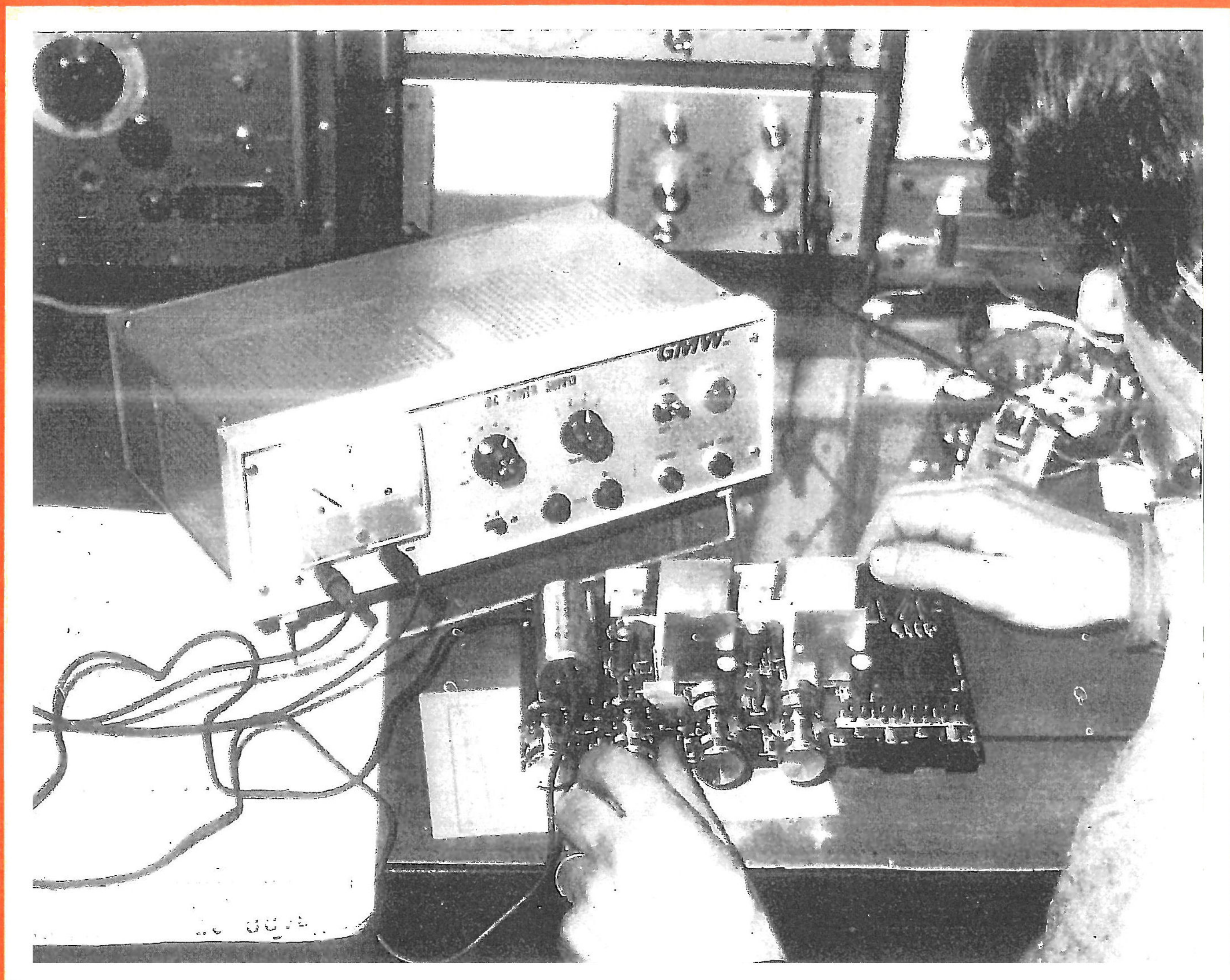
L'ELETTRONICA

IN 30 LEZIONI - TEORIA E PRATICA

Per il laboratorio

24



RADIO - TRANSISTORI - CIRCUITI INTEGRATI - Hi-Fi - ANTENNE - TRASMISSIONE - APPLICAZIONI VARIE

Rivista culturale per la formazione professionale - esce il 10 - 20 - 30 di ogni mese - sped. abb. postale 3° Gr. - —70% - Lire 750

Per il laboratorio

L'attrezzatura che, a complemento di un determinato interesse verso l'elettronica, si rende necessaria per sviluppare nel modo più efficace le proprie conoscenze dipende in sommo grado dall'aspetto pratico che allo studio di questa materia si vuole conferire.

In altri termini, ci si può interessare unicamente per svago, oppure per studio, o ancora, per già acquisita professione o, infine, per una attività produttiva: è senz'altro comprensibile che, sotto questo punto di vista si manifestino nei diversi casi, esigenze diverse.

A buon conto — è bene rilevarlo — anche un impegno minimo quale può essere quello dell'amatore comporta un minimo di attrezzatura.

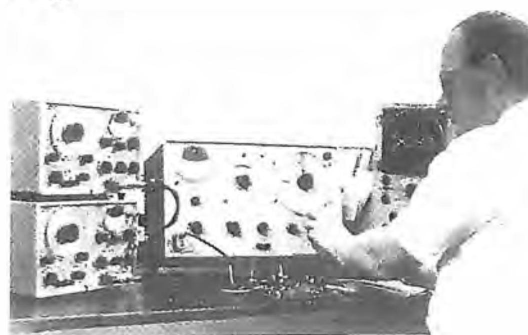
Il termine è piuttosto generico, potendosi intendere come attrezzatura quegli utensili correnti di cui si è già detto subito, all'inizio del nostro testo, quanto quel certo qual numero di strumenti di misura dei quali anche ci siamo già occupati, come infine, tutte le apparecchiature, un pochino più complesse, delle quali qui ci occuperemo.

Un'ultima, preliminare considerazione: le differenziazioni dei diversi settori o branche nelle quali può oggi ritenersi suddivisa l'elettronica porteranno ad un'ulteriore scelta obbligata. Vogliamo dire che chi si occupa — ad esempio — di ricevitori per radiodiffusione necessiterà di apparecchi diversi da chi si interessa più a fondo di trasmissione o di Alta Fedeltà o di elettronica applicata all'industria, o così via. Solo alcuni strumenti sono validi per più settori, ma non è detto che per uno stesso strumento (ad esempio, l'oscilloscopio) non si realizzino versioni differenti a seconda dell'uso preponderante previsto.

Voltmetri

ANALOGICI

La lettura di tensioni, per controllo o accertamento, siano esse tensioni in corrente continua



o in corrente alternata, è una delle operazioni indispensabili nelle più svariate occasioni tra le tante che possono presentarsi al tecnico o all'amatore. Serve all'uopo il ben noto voltmetro il cui principio di funzionamento già conosciamo; in proposito un aspetto — sappiamo — deve caratterizzarlo: la sua applicazione al circuito oggetto di misura non deve alterare minimamente lo stato di funzionamento dello stesso. È per questo motivo che il voltmetro deve presentare sempre un'alta resistenza (o impedenza) onde non costituire un carico aggiuntivo importante, ed è per questo che viene preso preventivamente in considerazione il fatto che si agisca nel campo delle frequenze basse o in quello della radiofrequenza: per l'uno e per l'altro caso vi sono voltmetri idonei.

Gran parte di ciò che costituisce uno strumento del genere può essere utilizzata anche — ed è ovvio se si ricorda la struttura dello strumento stesso — per misure diverse da quelle di tensione; in genere, predisponendo il circuito, si misurano pure, oltre alla tensione, la corrente e, con l'aggiunta di una fonte di alimentazione locale (pila), la resistenza.

A seguito di quanto sopra si è diffuso, costruito secondo criteri diversi in relazione al previsto campo d'impiego, il classico **analizzatore universale** o « tester »: possiamo osservarne due, tra gli aspetti più noti, in **figura 1 EF**.

Per esigenze più severe, quando — ad esempio — lo strumento può necessitare per misure in presenza di frequenze elevate, si preferisce un suo progetto volto particolarmente a favorire



Fig. 1 EF - L'analizzatore universale è un microamperometro, molte volte con scala a specchio, corredato di resistori per renderlo idoneo alla lettura di diversi valori di corrente, di tensione e di resistenza, previo incorporamento di una pila per quest'ultima funzione. Si incontrano tipi con prese e tipi con commutatori per i cambi di portata e tipi di lettura.



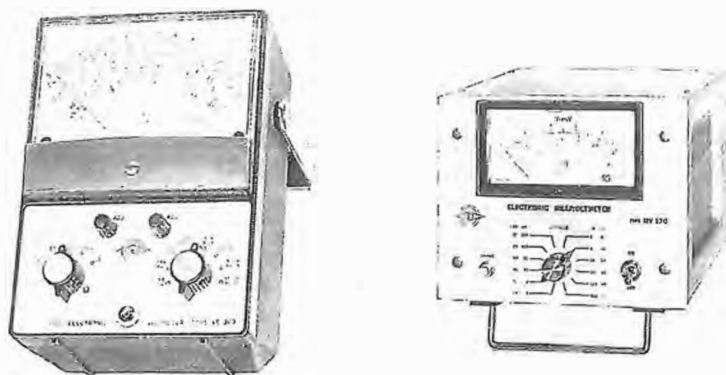


Fig. 2 EF - Due voltmetri elettronici: quello a sinistra è ad alimentazione autonoma, ha una resistenza d'ingresso di 11 Mohm in c.c. ed impedenza di 1 MΩ in c.a. Può funzionare da ohmetro. L'altro è maggiormente idoneo all'impiego con alta frequenza (da 1 mV a 300 V) sino a 5 MHz: ha una scala molto ampia, illuminata.

un solo tipo di lettura: abbiamo allora degli strumenti detti **voltmetri elettronici** in quanto incorporanti stadi preamplificatori. Un tempo questa amplificazione del segnale da misurare o, comunque il suo adattamento di impedenza, ora affidato a semiconduttori, era affidato ad una valvola: da qui la precedente definizione di **voltmetri a valvola**.

Possiamo osservare in **figura 2 EF** due modelli di voltmetri elettronici: quando la caratteristica più evidente è la sensibilità per cui sono possibili letture inferiori al valore di 1 V, lo strumento è correntemente e meglio individuato come « millivoltmetro ».

I voltmetri analogici per laboratorio, vale a dire di caratteristiche superiori a quelle degli analizzatori (compito precipuo di questi ultimi è il « servizio ») possono anch'essi includere più funzioni: ne è un esempio quello riportato in **figura 3 EF** che può servire oltre che da voltmetro (0,015 a 1 500 V in corrente continua e 0,5 a 300 V in corrente alternata) da milliamperometro e da ohmetro; la precisione è del ± 2 % a fondo scala in continua e del ± 3 % in alternata.

Le scale degli analogici

Le indicazioni, o punti di riferimento sulla scala di uno strumento indicatore analogico, possono essere tracciate con criterî diversi. Dal sistema adottato dipende molto la facilità di lettura e, di riflesso, la precisione della lettura stessa.

Molti strumenti recano scale riportanti sia volt che decibel (dB): a questo proposito va notato che i dB ed i volt sono reciprocamente complementari. Vale a dire: se una scala in volt è tracciata con intervalli lineari, la scala in dB dello stesso strumento sarà logaritmica, cioè non lineare. Similmente, per una scala dei dB riportata con tracciatura lineare troveremo quella dei volt non lineare.

Il termine « a scala lineare-logaritmica » sta a significare che lo strumento presenta la scala dei dB lineare; allora, come si è detto, quella dei volt sarà logaritmica o quanto meno, non lineare. In **figura 4 EF** sono riprodotti diversi tipi di scale doppie reperibili correntemente su strumenti indicatori.

Le apparecchiature che impiegano strumenti indicatori analogici presentano sempre una certa non linearità intrinseca, nonché uno sfalsamento derivanti dai loro attenuatori o dagli amplificatori. La stessa parte mobile dello strumento può comportarsi in modo non lineare, anche se si tratta di strumento con scala tarata singolarmente.

La non linearità provoca una percentuale di errore nella lettura e lo sfalsamento o deviazione porta ad una percentuale di errore sul valore totale di scala. La percentuale d'errore di lettura è costante, indipendentemente dalla posizione dell'indice sulla scala, mentre la percentuale d'errore del valore di piena scala aumenta con l'approssimarsi dell'indice ai valori bassi della scala stessa.

Nell'elenco delle caratteristiche che accompagna le apparecchiature, i dati relativi alla precisione sono riportati abitualmente o secondo una percentuale del valore a fondo scala, o secondo una percentuale del valore di lettura oppure secondo una percentuale che somma le due citate. Il sistema più abituale è certamente il primo; il secondo è adottato in particolare allorché lo strumento ha la scala logaritmica; il terzo sistema è di adozione più recente e serve a fornire dati più esatti per gli strumenti a scala lineare.

Infine, sempre per quel che riguarda la precisione indicata per lo strumento, è necessario appurare se il dato profferto si riferisce a tutti i livelli d'entrata, sino alla massima tensione consentita (con questa precisazione bisogna anche conoscere gli elementi della linearità); se si riferisce a tutte le frequenze della banda specificata; se è valido per tutte le portate; se è costante per tutta la gamma di temperatura prevista e, in caso contrario, se è reso noto il coefficiente di temperatura.

Per misure relative al campo della corrente continua si scelga lo strumento in grado di soddisfare con un certo margine le previste necessità.

Per misure di un'alternata che presenti andamento sinusoidale e distorsione modesta (inferiore al 10 %), un voltmetro a « valore medio »

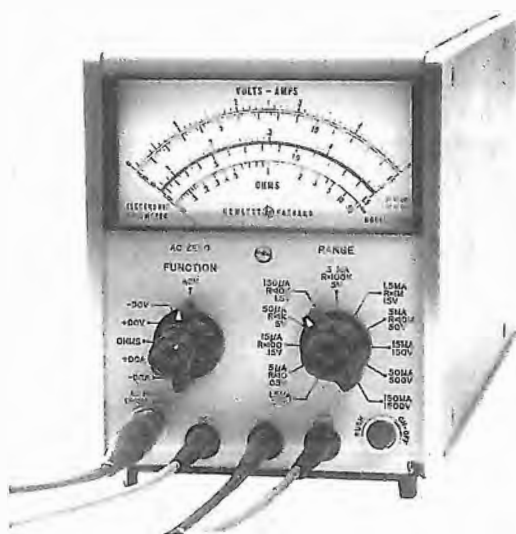


Fig. 3 EF - Un altro voltmetro elettronico per impieghi generali: ha precisione del ± 2 %, gamma di frequenza valida da 20 Hz a 50 MHz per detta precisione; può essere impiegato sino a 700 MHz. Funziona anche da ohmetro, da 0,2 ohm a 500 MΩ: è dotato di sonda per la corrente alternata grazie alla quale è esteso il campo di frequenza (da 50 a 700 MHz).

può andare bene per una banda di frequenza che può giungere sino a diversi megahertz.

Per misure su frequenze alte (più di 10 MHz) la scelta più conveniente è quella di un voltmetro di picco con un adattatore d'entrata (« probe ») a diodo. I circuiti relativi sono validi purché si possano ammettere le imprecisioni che la distorsione provoca sulla forma d'onda entrante.

La scelta più giusta per misure che devono determinare la potenza effettiva di onde che si differenziano dalla forma sinusoidale pura, è quella di un voltmetro con indicazione di valore efficace. In genere, questi voltmetri, se ben realizzati indicano unicamente il vero valore efficace di un segnale di corrente alternata. Dato che hanno accoppiamento per alternata molti di questi voltmetri hanno un taglio di frequenza attorno ai 20 Hz: ciò impedisce loro una risposta alle frequenze più basse e per la componente continua che fosse presente nel segnale.

DIGITALI

I voltmetri digitali (numerici) presentano diversi vantaggi sugli altri tipi di voltmetri.

Tra questi vantaggi citiamo: una rapidità maggiore, una precisione ed una risoluzione migliori, una diminuzione degli errori dovuti all'operatore, la possibilità di effettuare misure in modo automatico.

Questi voltmetri (ciò vale anche per i multimetri, cioè apparecchi capaci di misure diverse) mettono in evidenza il valore letto mediante l'esposizione di numeri (**figura 5 EF**) anziché col noto spostamento di un indice lungo una scala.

Non sempre però il sistema digitale è preferito o è da preferirsi: se le letture più che assolute sono relative (è spesso il caso per gli amatori) così come avviene, ad esempio, in una messa a punto per un massimo o per un minimo, l'avere sottocchio tutta la scala e seguire il movimento della lancetta rappresenta un sistema assai più immediato e pratico che non controllare una fuga di numeri sul quadrante.

I modelli di voltmetri digitali presenti sul mercato si possono dividere — grosso modo — in due categorie, dal punto di vista tecnico-commerciale.

Una è quella che raggruppa molti tipi, tutti di costo oramai apprezzabilmente basso: si tratta dei multimetri più popolari, caratterizzati da una visualizzazione che arriva a 1 999 (3 ½ digit). L'altra è da considerarsi d'alta classe, sia per la precisione maggiore (indicazione superiore a 10 000 e cioè a 5 digit), sia per le prestazioni, gamme, accessori ed adattamenti possibili e previsti; naturalmente, riflette un prezzo parecchie volte più alto di quello dei precedenti. A buon conto, qualche particolarità propria dei digitali che costituisce elemento di superiorità sugli analogici (come l'inversione automatica di polarità) è presente anche nei modelli economici.

Le grandezze da misurare sono analogiche per loro natura perciò l'essenza del voltmetro digitale sta in un dispositivo che effettua la conversione analogico/digitale; con esso le grandezze (valori) analogiche dell'ingresso vengono tradotte in conteggio di impulsi che dà luogo, in vario modo, alla comparsa di cifre.

Per attuare questa conversione i costruttori hanno seguito nel tempo, sistemi diversi. All'inizio si è avuto un sistema di « comparazione » basato sull'impiego di molti resistori e relé predisposti per un'azione automatica. La soluzione, dovendo ricorrere a molte parti meccaniche, necessitanti come tali di frequenti revisioni, non

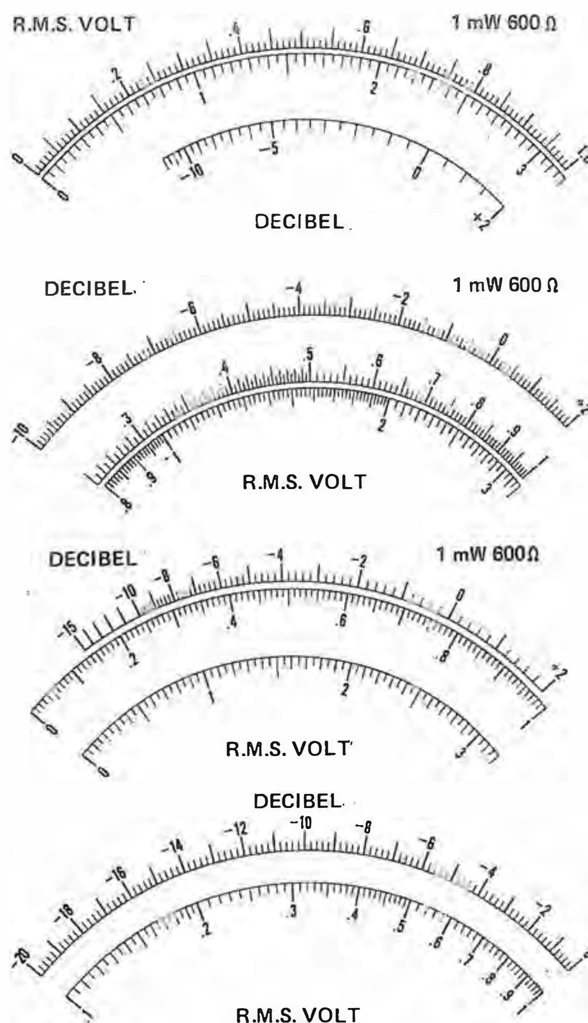
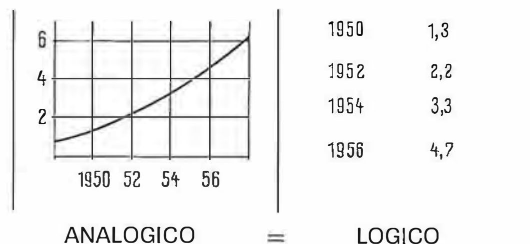


Fig. 4 EF - Quattro tipi differenti di scale per strumenti analogici. La prima, lineare per la tensione (0-3 e 0-1 V) è accompagnata da un'indicazione logaritmica per i decibel. La seconda, lineare nei dB e logaritmica nei volt. La terza vede i dB sull'arco più ampio per una maggiore risoluzione. L'ultima è lineare da — 20 a 0 dB per una maggiore utilità in misure nel campo dell'acustica e delle comunicazioni.



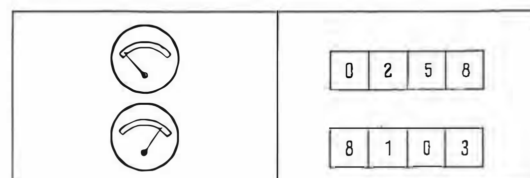
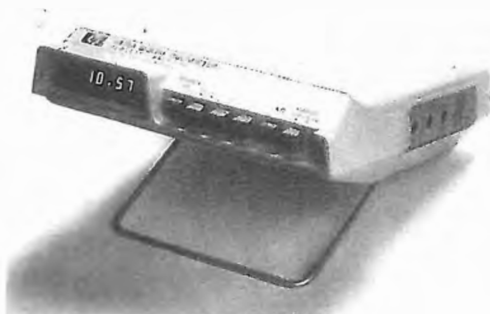


Fig. 5 EF - La curva di un grafico, che è un'indicazione analogica, assume la forma di una serie di sole indicazioni numeriche tradotta nel sistema digitale; così avviene per i due strumenti, l'indicazione ad indice dei quali è tradotta ed esposta nel corrispondente numero di lettura immediata.





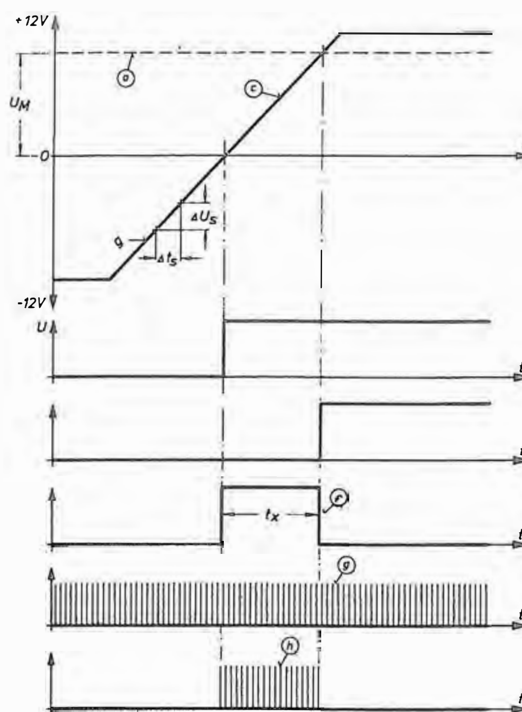


Fig. 7 EF - Trasformazione e misura da entità analogica ad indicazione logica. La tensione da misurare (U_M) interessa, per un certo tempo (c) il dente di sega: durante questo tempo è creata un'onda quadra con pari durata (t_x) che racchiude un numero proporzionale di impulsi d'orologio (h) maniestanti il numero.

Fig. 6 EF - In alto, multimetro digitale che consente le cinque classiche misure (c.a. - c.c. tensione e corrente ed ohm). Caratterizza questo modello l'autoregolazione sulla portata, sull'azzeramento e sulla polarità; può essere autoalimentato o connesso a rete. Il modello a fianco ha prestazioni analoghe: con accessori può leggere sino a 30 kV e sino a 30 A.

ha portato alla diffusione dello strumento risultante, tra l'altro, molto costoso. Il principio consiste nel contrapporre la tensione da misurare ad una tensione nota (sistema detto anche « potenziometrico ») sino a che la differenza tra le due risulta nulla: a quel punto la tensione da misurare è eguale alla tensione nota.

Il mercato ha potuto usufruire di apparecchi prodotti in serie (**figura 6 EF**) allorché si è passati al sistema a « rampa ». Si genera una tensione a dente di sega (rampa) alla quale la tensione sotto misura viene comparata: si tratta perciò di un convertitore tensione-tempo. Quando la differenza tra le due tensioni comparate è nulla viene emesso un impulso che dura fino a che la tensione a dente di sega passa per il suo punto di zero. Perciò, la durata dell'impulso rispecchia l'ampiezza della tensione da misurare.

Si può anche convertire la tensione in frequenza, trasformandola in una tensione ad impulsi la cui frequenza risulta proporzionale all'ampiezza della tensione entrante.



Un altro multimetro digitale con prestazioni notevoli. Il suo convertitore analogico/digitale è a doppia rampa ciò che gli conferisce un'eccellente reiezione del rumore ed una grande stabilità a lungo termine.
È autoregolato per la gamma e lo zero. Alimentazione a batteria o rete. Tutte le letture sono protette.

La **figura 7 EF** illustra il princìpio d'impiego — variamente applicato — della forma d'onda del dente di sega (g), una parte della quale (c) rispecchia la durata proporzionale alla tensione sotto misura (U_M). Ciò provoca la maggiore o minore durata (t_x) di un impulso a forma quadra (f) nel quale si colloca un numero variabile di impulsi (h) a frequenza più alta (g) appositamente generati (impulsi d'orologio). Questi impulsi, contati, vengono trasformati in una serie di cifre decimali.

Si hanno, infine, sistemi misti o derivati da quelli citati: convertitori integratore-potenziometri, a doppia conversione tensione-tempo e a doppia rampa. Quest'ultimo è quello che attualmente risulta maggiormente applicato.

Lo sviluppo dei voltmetri digitali è sempre stato strettamente legato a quello degli amplificatori che essi devono incorporare: in particolar modo degli amplificatori operazionali. Evidentemente, prima i transistori (discreti) poi i circuiti integrati ed ora questi ultimi, ma ad alta integrazione (LSI), giuocano un ruolo preponderante per le tecniche, i risultati ed i costi. Anche la tecnologia dei circuiti ibridi giuoca il suo ruolo favorevole, per non dire della tecnologia dei microprocessori recentemente introdotta.

Un esempio significativo di quanto il multimetro digitale si stia introducendo sul mercato in sostituzione, vantaggiosa, dei « tester » a bobina mobile è dato dagli esemplari di cui alla **figura 8 EF** tra i quali, una realizzazione tascabile che, a parità di caratteristiche, offre già un costo inferiore a quello del tipo a microamperometro.

Ai vantaggi già citati che il voltmetro numerico reca si deve aggiungere quello della possibile connessione con un dispositivo stampante: esso in effetti fornisce sempre una tensione codificata che può perciò far agire appropriatamen-



Fig. 8 EF - Gli analizzatori universali del tipo digitale possono oramai competere, a parità di prestazioni, anche per il prezzo, con i classici tipi analogici: un esempio è dato dal modello a lato — già sul mercato italiano — che ha una risoluzione di 1 mV, può definire 0,1 μA e leggere sino a 10 MΩ. Sopra, un altro modello, analogo, da tavolo, ma anche portatile.

te uno qualsiasi dei diversi meccanismi veloci di impressione, oramai facilmente reperibili. L'uscita del voltmetro inoltre, può essere registrata magneticamente e la registrazione utilizzata per una elaborazione rapida dei dati mediante elaboratore elettronico.

Vi è poi anche il vantaggio di una precisione molto alta della lettura: questa caratteristica è da mettere in relazione al numero delle cifre riprodotte, che possono arrivare anche a 7, ad esempio. Si possono così avere incertezze di solo qualche decina di parti su di un milione. A questo riguardo è perciò molto importante sapere il « numero di punti » di un dato voltmetro: esso è, in sostanza, il numero di indicazioni diverse che lo strumento può presentare tra zero ed il valore nominale della gamma. Il numero di punti in molti modelli, che sono dotati di un estensore di gamma, può essere aumentato.

Si può considerare il numero di punti di un voltmetro come il « potere di risoluzione » di quel voltmetro dato che consente di apprezzare la variazione minima rilevabile all'ingresso: la si ha dividendo il valore di massima lettura per quello di minima. Ad esempio, uno strumento a 5 cifre (digit) darà 99 999 : 1, ossia 0,001 %.

La sensibilità denuncia la più piccola variazione di tensione che lo strumento può rilevare. Matematicamente è il valore a fondo scala della gamma più bassa moltiplicato per la risoluzione. Così la sensibilità del voltmetro a 5 cifre di cui sopra (risoluzione di 0,001 %) con 100 mV come fondo scala per la sua portata più bassa, è di 0,001 % × 100 mV = 1 μV.

La visualizzazione delle cifre (« display ») è effettuata in linea di massima con diodi LED a punti o a segmenti ma si hanno anche tipi con cristalli liquidi.

La resistenza d'ingresso è sempre elevata e può andare dalle centinaia di chiloohm alle decine di megaohm.

Generatori di segnali

In laboratorio è spesso necessario disporre di un segnale del quale si conoscano bene le caratteristiche (forma, ampiezza, frequenza, ecc.) onde applicarlo con cognizione di causa ad apparecchi, dispositivi, circuiti e complessi sotto esame.

Dai risultati e dalle letture conseguenti si ricaveranno allora gli elementi ed i dati atti a confermare un esperimento, una prova, una diagnosi.

Si intuisce subito che l'apparecchiatura destinata a fornire il segnale in questione (Generatore) deve presentare caratteristiche di alta affidabilità: se il segnale fornito mutasse inopinatamente una delle sue caratteristiche, qualsiasi conclusione tratta dalle misure non potrebbe che essere falsata.

Per generare un segnale — lo abbiamo visto di recente — occorre un oscillatore. Così lo strumento in questione prende il nome, a volte, di « Oscillatore di Prova ». In altri casi si incontra la definizione « Generatore di Funzioni », ed altre volte quella di « Generatore di Segnali ».

Le diverse definizioni offrono già un primo orientamento.

L'**Oscillatore di Prova** designa un apparecchio dotato di un dispositivo indicante l'entità dell'uscita e di un calibratore che ne consente una attenuazione calibrata, precisa e costante. Solitamente il segnale è sinusoidale.

Per **Generatore di Funzioni** si intende un generatore di segnale che permette una scelta di differenti forme d'onda alla sua uscita, con frequenze selezionabili in una gamma piuttosto vasta. Questo apparecchio fornisce onde sinusoidali, triangolari, quadre, a dente di sega, ad impulsi, offre inoltre possibilità di una variazione continua, ripetuta, della frequenza (spazzolamento) e di una modulazione.

Si tratta di uno strumento molto utile per i controlli di fasi costruttive di apparecchi o componenti, per la riparazione di strumenti ed in genere per diversissime prove di laboratorio. I campi d'applicazione per i quali il Generatore di Funzioni può risultare opportuno vanno da quello della ricerca medica, a quello dell'insegnamento, al campo chimico ed a quello delle telecomunicazioni, alla geofisica, al controllo industriale, al campo militare ed a quello aerospaziale.

Il **Generatore di Segnali** è un oscillatore la cui uscita può essere, internamente, modulata.

La scelta di un oscillatore per laboratorio basa la sua prima indagine sulla gamma di frequenza coperta. È necessario, infatti, assicurarsi prima di tutto che l'apparecchiatura fornisca tanto la più bassa, quanto la più alta frequenza che interessano le misure del settore in cui si opera.

Il secondo dato in ordine di importanza è quel-

lo riferito alla potenza o tensione disponibile all'uscita. Vi sono prove che necessitano di una discreta entità di potenza mentre per altre è sufficiente la presenza di tensione. A seconda degli usi previsti lo strumento dovrà mettere a disposizione la necessaria tensione su alta impedenza di carico, oppure la necessaria potenza su carichi di bassa impedenza.

Oltre che della gamma di frequenza e della potenza d'uscita ci si deve subito interessare della stabilità, come si è già accennato, della risoluzione delle scale dei comandi, dell'ammontare di distorsione armonica, del ronzio e del rumore che accompagna il segnale uscente, e delle funzioni disponibili.

Sappiamo che la stabilità di un oscillatore determina la caratteristica dello strumento stesso al mantenimento della frequenza prescelta per un periodo di tempo. L'invecchiamento dei componenti, le variazioni di tensione d'alimentazione, il cambio di temperatura, sono tutti fattori che influenzano la stabilità. Perciò, la scelta accurata delle parti, così come — ad esempio — dei resistori di precisione e dei condensatori variabili nella parte riguardante la determinazione della frequenza, contribuisce alla stabilità per lungo periodo.

In certi impieghi dell'oscillatore assume molta importanza la stabilità dell'ampiezza. I costruttori dell'apparecchiatura vi provvedono con l'applicazione di tassi notevoli di reazione negativa e con particolari tecniche di stabilizzazione d'ampiezza.

Se l'oscillatore è impiegato per misure di risposta su tutta un'ampia gamma di frequenze, è molto importante il suo « responso di frequenza » che indica qual'è la variazione d'ampiezza che lo strumento subisce allorché viene variata la frequenza generata.

La purità del segnale che un oscillatore mette a disposizione è direttamente dipendente dall'entità di distorsione che lo accompagna. Tale distorsione è quasi sempre indesiderabile; ad esempio, se si controlla la distorsione armonica di un amplificatore è chiaro che la distorsione dell'oscillatore può alterare le misure. È dunque necessario che essa sia un minimo: se è almeno 20 dB sotto, l'errore nella misura sarà meno del 10 per cento.

Nei circuiti di un oscillatore vi sono diversi punti nei quali può introdursi o essere generato rumore di fondo o ronzio. Se, tuttavia, il circuito funziona a livelli relativamente alti, l'ammontare di rumore e di ronzio proprî, introdotti nel dispositivo sotto esame, abitualmente è trascurabile. Si noti però che il rumore ed il ronzio apportati da uno stadio amplificatore di potenza di solito restano della stessa entità anche se l'ampiezza del segnale generato diminuisce: ne deriva che se pure rumore e ronzio sono piccoli per l'uscita di entità normale, diventano parte importante su segnali d'uscita a basso livello. Per rimediare a questo inconveniente gli oscillatori di costruzione accurata sono dotati di un controllo d'ampiezza sul lato dell'uscita dell'amplificatore di potenza, così che tanto il rumore che il ronzio vengono ridotti proporzionalmente al segnale allorché necessitano per la misura segnali a basso livello.

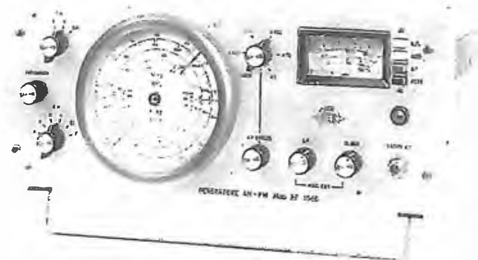


Fig. 9 EF - Generatore tipico per la taratura dei radioricevitori sia a modulazione d'ampiezza che a modulazione di frequenza. L'attenuatore d'uscita è tarato in dB ed in microvolt. Il segnale va da 140 kHz a 46 MHz per l'AM e da 85 a 110 MHz per la FM: gamme allargate per la Media F. = 430 ÷ 530 kHz e 9,5 ÷ 12 MHz. Onde modulate sia in AM che FM.

Il diverso comportamento di organi e circuiti e gli accorgimenti che devono essere presi, a seconda che si effettuino misure nel campo delle Alte o delle Basse frequenze ha portato alla logica necessità di creare generatori diversi per l'uno e per l'altro settore. Vi sono, è vero, casi di strumenti che coprono una gamma amplissima di frequenza ma si tratta — come vedremo più avanti — di oscillatori a frequenze fisse, quasi sempre per forme d'onda non sinusoidali.

Per la taratura di ricevitori radio e per la misura di sensibilità degli stessi si costruiscono generatori come quello illustrato in **figura 9 EF**. Questo tipo di strumento per essere completo deve poter fornire un segnale modulato sia col sistema di modulazione d'ampiezza che col sistema di modulazione di frequenza e del pari deve poter essere applicato per tarare il ricevitore dal suo ingresso d'antenna come — preventivamente — nei suoi circuiti di Media Frequenza. Al fine di agevolare quest'ultima taratura vi è una commutazione che consente di disporre di un « allargamento di gamma » appunto, sui valori classici di Media Frequenza.

Se le esigenze di laboratorio sono più spinte si rendono necessari strumenti più elaborati: un esempio è quello di **figura 10 EF**. Qui si nota subito la visualizzazione numerica della frequenza generata a cura di un « frequenzimetro » incorporato; vi è quindi un'applicazione di circuiti di commutazione logica.

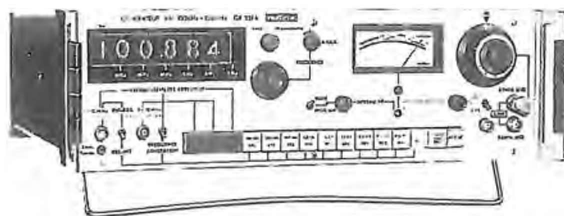


Fig. 10 EF - Generatore con indicazione numerica della frequenza d'uscita grazie ad un frequenzimetro digitale incorporato che può essere impiegato anche come strumento a se stante per misure da 10 Hz a 100 MHz. Pilotaggio iniziale a quarzo: indicazione a 6 cifre con posizionamento automatico della virgola. Modulato internamente solo in AM (1 000 Hz).

Il principio di funzionamento di questo generatore si discosta da quello classico a frequenza variabile per variazione delle costanti L/C su tutte le gamme: vi è invece la sola copertura di oscillazione a frequenza più alta (da 51,2 a 102,4 MHz). Questa frequenza viene divisa ad opera di una serie di divisori per 2 in maniera da ottenere altre 9 gamme (sottogamme) successive. Dopo un filtraggio mediante filtro pas-

sa/basso, il segnale è disponibile a forma sinusoidale e viene amplificato. Questo sistema porta ad un miglioramento notevole della stabilità di frequenza in quanto il passaggio alle diverse altre gamme non viene più effettuato a livello di circuito accordato d'oscillazione.

L'abituale comando a mezzo condensatore variabile è sostituito da diodi a capacità variabile: l'accordo, di conseguenza, è puramente elettronico e non più meccanico. Il segnale generato grazie a quest'ultima particolarità è praticamente insensibile ad urti e vibrazioni; non si verifica perciò, alcuna microfonicità.

Il frequenzimetro incorporato può essere utilizzato in maniera a se stante per misurare la frequenza di segnali esterni da 10 Hz a 100 MHz.

La commutazione della gamma è attuata con un sistema optoelettronico per diminuire le fughe di segnale Alta frequenza. L'uscita è di 1 volt efficace su impedenza di 50 ohm: può essere attenuata con precisione sino a 130 dB.

Un oscillatore previsto per un impiego preponderante nel settore delle misure di Bassa F. è quello di **figura 11 EF**. Offre un'uscita unicamente sinusoidale in un campo di frequenza da 5 Hz a 1,2 MHz, suddiviso in 6 gamme; è caratterizzato da bassa distorsione nonché da bassissimo ronzio e rumore di fondo (minore dello 0,01 % dell'uscita). Sempre restando nel campo della Bassa F. risulta certamente utile — a volte indispensabile — usufruire anche di onda quadra (perché ricca di armoniche) oltre che della sinusoidale; lo strumento di **figura 12 EF** mette a disposizione un campo da 10 Hz a 100 kHz (suddiviso in 4 gamme) con entrambi i tipi d'onda. Esso è dotato di voltmetro d'uscita per l'esatta indicazione quantitativa del segnale fornito.

Come principio costruttivo i generatori di Bassa F. possono basarsi su 3 soluzioni classiche. Una, ora abbandonata, è quella del « battimento »: si realizzano 2 oscillatori di Alta F. dei quali uno è a frequenza fissa (può essere stabilizzato da un quarzo) e l'altro è a frequenza variabile. I 2 segnali sono fatti « battere » tra loro sì da dar luogo (per differenza) ad una terza frequenza — quella di battimento — che partendo da zero (le 2 frequenze eguali) può coprire tutto il campo voluto. Un'altra soluzione è quella che utilizza un amplificatore R-C con rete di sfasamento ed un'altra ancora quella che utilizza un « ponte ».

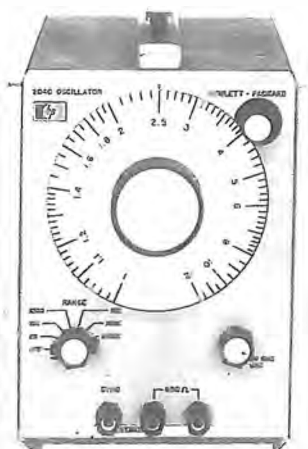


Fig. 11 EF - Questo è un oscillatore che può fornire un'ampia gamma di frequenza (da 5 Hz a 1,2 MHz): l'onda è sinusoidale; la tensione d'uscita è di 2,5 V su 600 ohm. Può essere sincronizzato da segnale esterno; è sintonizzato capacitivamente.

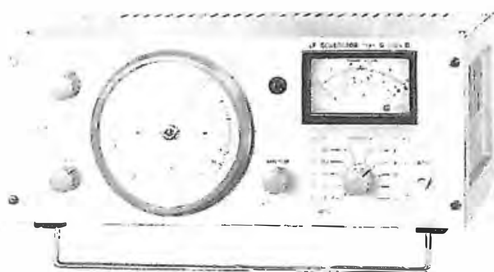


Fig. 12 EF - Generatore di Bassa Frequenza che mette a disposizione sia un'onda sinusoidale che un'onda quadra. Fornisce da 1 mV a 10 V su 600 ohm (sinusoidale). Precisione di taratura, migliore del 2 %. Su onda quadra: 100 mV ÷ 10 V su 75 ohm, con tempo di salita minore di 10 ns.

Oscillatori R-C

Quando il campo interessato è caratterizzato da frequenze basse (audio o radiofrequenza a grande lunghezza d'onda) i circuiti risonanti di un oscillatore, vale a dire quelli che determinano la frequenza, risultano in pratica assai più rispondenti alle esigenze pratiche se sono formati da resistenza-capacità (RC) anziché da induttanza-capacità (LC). Le frequenze sono tali che per quanto riguarda le induttanze si renderebbero necessarie bobine molto ingombranti e costose: altrettanto può dirsi per le capacità che dovrebbero accompagnarle. Si avrebbe, in definitiva, un aggravio costruttivo cui si aggiungerebbe anche un aumento di instabilità.

L'uso di resistenza al posto di induttanza porta anche ad una zona di frequenza utile più ampia a parità di capacità adottata: ne deriva minore necessità di componenti complementari per ricoprire una data gamma.

Si distinguono due classi di oscillatori RC per la generazione di onda sinusoidale: quella a « spostamento di fase » e quella a « ponte ». Per entrambe si hanno numerose varianti circuitali ma, tuttavia, i princìpi di base per il funzionamento sono sempre gli stessi.

Gli oscillatori a spostamento di fase consistono normalmente di un dispositivo d'amplificazione singolo e di una serie di reti di sfasamento composte da elementi resistivi e capacitivi. L'elemento amplificante produce una prima variazione di fase di 180° nel segnale, come di norma: la rete di cellule RC crea un ulteriore sfasamento di 180° di modo che il segnale, dopo di essa, risulta a 360° rispetto all'entrata, cioè a dire in fase con essa. Una parte di questo segnale riportata all'entrata è perciò valida al mantenimento dell'oscillazione in quanto reazione positiva.

Gli oscillatori a ponte — per contro — impiegano due dispositivi amplificanti: lo sfasamento di 360° tra entrata e uscita è conseguente; viene inserito in circuito, come vedremo, un assieme a ponte che determina la frequenza di lavoro. Solitamente, l'oscillatore a ponte incorpora un circuito che controlla l'ampiezza si da avere linearità e stabilità sull'uscita.

A SPOSTAMENTO DI FASE

Come si può osservare in **figura 13 EF** l'oscillatore di questo tipo è il risultato di un intervento su di un amplificatore (A) a resistenza-capacità a stadio unico. Per provocare la reazione positiva necessaria a porre in oscillazione l'amplificatore bisogna — come si è accennato sopra — produrre uno sfasamento di 180° da sommare a quello che già si verifica tra 1 e 2. Ciò si ottiene con la presenza di tre (o anche più) sezioni R-C ad L rovesciata, come mostrato in figura.

La corrente in un circuito serie formato da re-

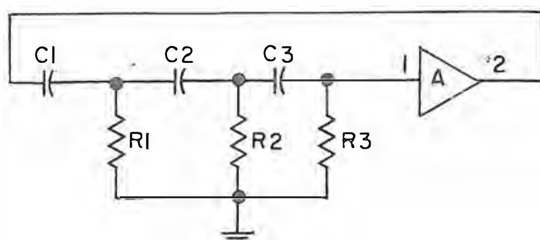


Fig. 13 EF - Circuito di princìpio sul quale si basa la realizzazione dei generatori a rete di sfasamento RC. L'uscita dell'amplificatore A somma ai 180° di sfasamento caratteristici dell'amplificatore, altri 180° ottenuti con la rete RC per cui all'entrata 1 è applicata reazione positiva e ciò da luogo all'oscillazione.

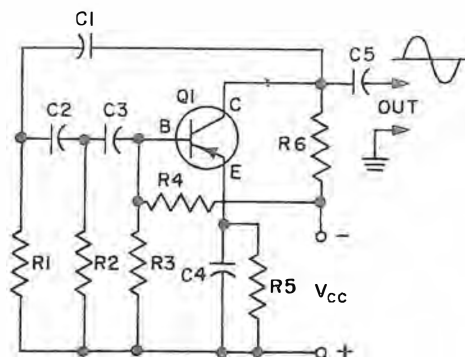


Fig. 15 EF - Lo schema di princìpio della figura a fianco tradotto in una realizzazione pratica: in essa Q1 corrisponde ad A, la sua base ad 1 (entrata) ed il collettore a 2 (uscita). Si rileva la stessa rete di sfasamento e gli elementi necessari al funzionamento (polarizzazioni) del transistore.

sistenza e capacità è determinata dalla tensione applicata divisa per l'impedenza serie dei componenti (I = E : Z).

Dato che un circuito serie RC presenta reattanza capacitiva, la corrente anticipa la tensione applicata di un angolo di fase specifico. Quest'angolo è determinato dal rapporto resistenza-capacità. La caduta di tensione che si verifica ai capi della resistenza è determinata dalla corrente che attraversa le resistenza stessa, per cui anch'essa anticipa la tensione di un dato angolo di fase.

Osserviamo un circuito serie resistenza-capacità (**figura 14 EF**); sotto ad esso il suo diagramma vettoriale.

Supponiamo che questo circuito rappresenti la prima sezione della rete di filtro vista in figura 13 EF; è ai capi di questa sezione che è applicata l'uscita dell'amplificatore. Tale tensione è indicata E_a in figura 14 EF.

I valori della reattanza capacitiva e della resistenza per questo circuito sono scelti in modo che alla frequenza di lavoro il rapporto della reattanza capacitiva (X_c) alla resistenza (R) sia tale che la corrente in circuito anticipi la tensione applicata di 60°. Dato che la caduta di tensione ai capi di una resistenza è in fase col flusso di corrente che attraversa la resistenza, la tensione d'uscita del circuito (E_R) anticipa la tensione applicata (E_a) di 60°.

Se tutte le sezioni del filtro sono eguali tra loro, E_R, allorché applicata alla seconda sezione sarà spostata di fase di altri 60°; di conseguenza, l'uscita della seconda sezione risulterà a 120° rispetto ad E_a.

L'uscita della seconda sezione diventa l'entrata della terza sezione: si verifica un ulteriore spostamento di fase di 60° ciò che, sommandosi ai 120° precedenti, porta la nuova uscita a 180° da E_a.

Come si vede, le tre sezioni operano nell'assieme quello sfasamento (180°) che è necessario all'azione di reazione positiva affinché l'oscillazione si stabilisca in maniera costante, supposto che le perdite nel circuito non siano eccessive.

Poiché la reattanza capacitiva (X_c) varia con la frequenza, è evidente dall'osservazione del diagramma vettoriale (figura 14 EF) che lo spostamento di fase attraverso ciascuna sezione del filtro varierà se si presenterà una frequenza diversa: lo sfasamento totale (vale a dire su tutto il filtro) sarà allora diverso da 180° per frequenze diverse da quella per la quale il filtro è stato progettato (cioè con scelta calcolata di R e di C). Di conseguenza, non verificandosi più

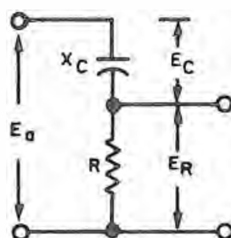
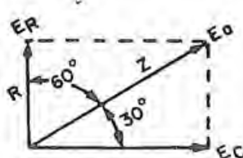


Fig. 14 EF - Se il valore di C è scelto in modo che la sua reattanza anticipi di 60° la corrente sulla tensione, la tensione d'uscita E_R anticiperà di 60° la tensione d'entrata E_a. Con tre circuiti eguali, in successione, si ottengono — per una sola frequenza — i 180° necessari.



Analisi vettoriale del comportamento di cui alla disposizione sopracitata. Se varia la frequenza, E_c varia rispetto ad E_a, di conseguenza E_R non anticiperà più E_a di 60° come qui indicato.

per le altre frequenze i 180°, il circuito non oscillerà; ciò è come dire, per converso, che il circuito oscilla solamente per la frequenza voluta e prevista.

Questo tipo di oscillatore solitamente è impiegato per funzionare su una sola frequenza, tuttavia si può anche costruire per una certa gamma adottando condensatori e resistori variabili, accoppiati, nella rete di sfasamento. Un aumento nel valore di R o di C produrrà una diminuzione di frequenza; viceversa, una diminuzione di R o C si tradurrà in aumento di frequenza.

Aumentando il numero delle sezioni di sfasamento della rete, le perdite dell'assieme possono essere ridotte; ciò, naturalmente, richiede che lo sfasamento provocato da ciascuna sezione sia di un numero inferiore di gradi dato che il totale dovrà risultare sempre di 180°, per la frequenza d'oscillazione. Così, in considerazione della riduzione delle perdite che si ottiene se l'entità di sfasamento di sezione è più piccola, si riscontrano a volte oscillatori con 4 o 5 o 6 sezioni. Supposto che i valori di R e di C siano eguali per le diverse sezioni, ciascuna di esse provocherà in questo caso 45 o 36 o 30 gradi, rispettivamente.

Un primo esempio

Vediamo ora un primo esempio di questo tipo d'oscillatore nel quale un transistore PNP è connesso secondo la configurazione d'amplificatore ad emettitore comune (**figura 15 EF**). I resistori R1, R2, R3 ed i condensatori C1, C2 e C3 formano la rete totale di sfasamento. I resistori R3 ed R4 determinano la tensione di polarizzazione della base. Il resistore R5 smorza gli effetti della temperatura sulla resistenza della giunzione ed impedisce aumenti troppo alti della corrente di emettitore; fa sì che la variazione di resistenza della giunzione emettitore-base sia una percentuale piccola della resistenza totale del circuito d'emettitore: questo resistore ha in parallelo C4 il cui compito è di connettere l'emettitore a massa per quanto riguarda l'alternata. Il resistore R6 è il carico di collettore: ai suoi capi quindi si sviluppa il segnale d'uscita. Il conden-

satore C5 è la capacità d'accoppiamento per il prelievo dell'uscita.

L'applicazione della tensione di alimentazione provoca il subitaneo inizio delle oscillazioni; un qualsiasi, pur minimo mutamento della corrente di base si traduce in un più pronunciato cambiamento della corrente di collettore con contemporaneo collocamento, in quanto a fase, a 180°. Il segnale d'uscita che si sviluppa tra i due estremi di R6 è indirizzato ancora alla base alla quale perviene attraversando la rete di sfasamento: quest'ultima, come oramai sappiamo, provoca altri 180° di modo che col totale di 360° si è in condizioni di reazione positiva, quanto basta per il mantenimento dell'oscillazione.

La forma d'onda dell'uscita è essenzialmente quella di una sinusoide ad una frequenza fissa e determinata. Per valori fissi di resistenza e capacità nella rete di sfasamento, i 180° si verificano soltanto per una sola frequenza. A tutte le altre frequenze la reattanza capacitiva o è maggiore o è minore e ciò produce una variazione nella relazione di fase; di conseguenza la reazione non presenta più la fase necessaria. Si noti, tuttavia, che se ai componenti inclusi nella rete di sfasamento viene mutato il valore non per questo cessa l'oscillazione: essa si sposta semplicemente in frequenza, per il punto in cui coincide con la combinazione dei 180° necessari.

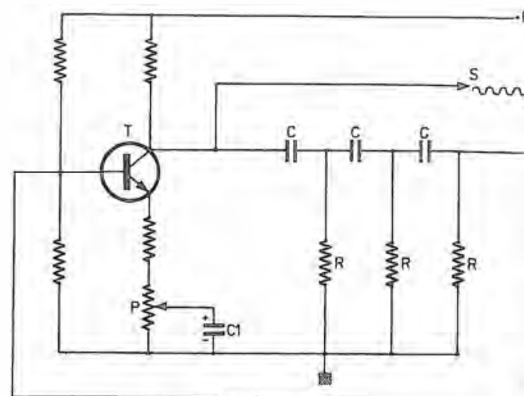


Fig. 16 EF - Un miglioramento rispetto allo schema precedente è dato dalla presenza di P che regola il grado di amplificazione. L'impiego di un transistore NPN (invece che PNP) consente di connettere a massa il polo negativo dell'alimentazione, ciò che risulta più pratico nell'assieme.

Un secondo esempio

Un secondo esempio di oscillatore a spostamento di fase è quello che riproduciamo in **figura 16 EF**. La differenza con lo schema già visto sta soltanto nell'impiego di un transistore NPN (anziché PNP) e nella presenza di P. Con quest'ultimo si attua una regolazione del grado di amplificazione di T in maniera che si verifichi quel giusto rapporto con l'ammontare della reazione che porta anzitutto ad una oscillazione sicura, ma anche ad una limitazione del tasso reattivo che altrimenti potrebbe provocare distorsione.

Limitandosi ad un montaggio del genere non si possono evitare però gli inconvenienti derivanti dalle variazioni eventuali della tensione di alimentazione e dalle variazioni di temperatura di funzionamento: sono fattori che modificano il grado di amplificazione e perciò rendono instabile l'oscillazione, in particolare sotto l'aspetto dell'ampiezza. Si rende necessario un intervento che mantenga l'oscillatore — automaticamente — sul valore d'amplificazione risultato soddisfacente. Questa regolazione è abbastanza facile da ottenere perché può concretarsi con l'impiego di due diodi limitatori, così come si vede in **figura 17 EF** (D1 e D2).

Se il segnale d'uscita di T1 dopo C2 (che è presente per isolare la componente continua) non supera, nel caso specifico 0,6 volt, nessuno dei due diodi conduce per cui la loro presenza non ha alcun effetto: se il valore è superato, D1 entra in conduzioni per i picchi positivi e D2 per quelli negativi. Con ciò R5 ed R6 nonché la resistenza dinamica dei diodi vengono a porsi in parallelo alla resistenza di carico R4 per cui l'amplificazione diminuisce e la tendenza all'aumento, nonché l'aumento stesso, restano soppressi. La distorsione che questi tagli provocano è attenuata dalla presenza del filtro di rete sfasatore e rimane circoscritta su di un valore accettabile.

Compito di T2 è di agire come separatore tra T1 ed il carico di modo che quest'ultimo non possa influenzare le condizioni d'oscillazione, ciò che si verifica nel caso di figura 16 EF.

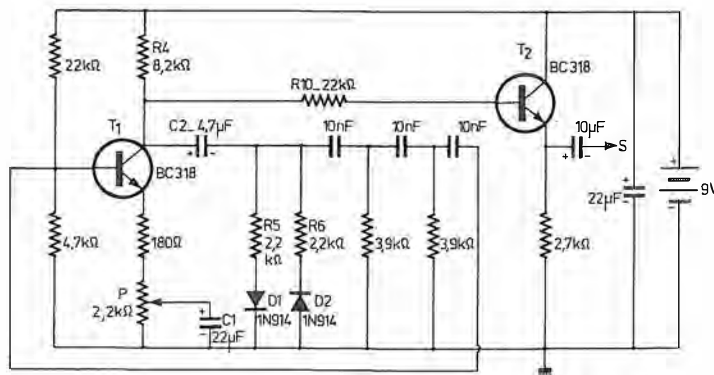
Il controllo ideale della forma d'onda naturalmente è quello eseguito con un oscilloscopio; ciò non toglie che anche un ascolto in cuffia possa far capire se la nota è pura o distorta.

★ ★ ★

Come si è visto, gli oscillatori a sfasamento sono assai semplici come concetto e come realizzazione. Essi però, si prestano poco per la costruzione di un'apparecchiatura a frequenza variabile qual'è quella di un generatore per laboratorio. In questo caso si preferiscono i circuiti a « ponte »; tuttavia, dal momento che al « ponte » deve essere avviata, come vedremo, una tensione alternata a frequenza fissa, non è raro il caso che, abbinato al « ponte » si trovi, appunto, un oscillatore a sfasamento avente il compito di generare tale tensione.

Ci occuperemo, naturalmente, anche dei generatori a « ponte », ma per meglio comprenderne il funzionamento esaminiamo prima il « ponte » come tale, specialmente nelle sue diverse, possibili varianti; oltretutto, anche perché esso è un'importante apparecchiatura di misura a se stante.

Fig. 17 EF - Per migliorare ulteriormente il generatore sono stati inclusi D1 e D2 che stabilizzano la tensione d'uscita e T2 che fa in modo a che le caratteristiche del carico d'utilizzazione (connesso ad S) non influenzino le condizioni d'oscillazione.



I ponti di misura

Abbiamo già esaminato la disposizione circuitale tipica detta **ponte**. In questa sede è opportuno, ora, osservare come tale circuito di principio venga impiegato (apportandogli varianti e perfezionamenti) nella realizzazione di diverse apparecchiature di misura, prendendolo a base di strumenti che nel complesso possono risultare anche altamente elaborati e di classe elevata.

Il principio della ricerca di un punto di equilibrio per la determinazione del valore incognito permane in tutte le varianti il cui scopo è l'adattamento alla natura del componente in esame.

Così, mentre per il « ponte » originario (ponte di Wheatstone per resistenze) si alimenta il ponte stesso con una sorgente di corrente continua, occorre predisporre una fonte di corrente alternata se il ponte deve misurare capacità o induttanze.

Lo strumento indicatore non ha il compito di fornire indicazioni quantitative: deve solo indicare il momento nel quale il ponte è in equilibrio, ossia quando la corrente attraverso di esso passa per lo zero. Deve, quindi, essere soltanto sensibile, e spesso la sua sensibilità viene accresciuta con un amplificatore. Si verifica anche, a volte, l'impiego di altri dispositivi di azzeramento in luogo dello strumento ad indice: oltre che alla sua sostituzione con un visualizzatore numerico (ponti digitali) si può accertare il punto di zero (se il ponte è alimentato in alternata) con un oscilloscopio o, anche, con una cuffia telefonica.

Il motivo per il quale il ponte, se deve servire per induttanze e capacità, deve essere alimentato in alternata è semplice. Si deve misurare, in questi casi, una grandezza reattiva e non è possibile misurarla in corrente continua perché affinché si manifesti reattanza occorre che ai capi di un condensatore, o di un'induttanza, venga applicata una tensione variabile, e non costante.

Nel ponte è incluso sempre un elemento di confronto e quindi la sua precisione relativa dipende dalla precisione e stabilità di questo elemento. Entra in giuoco anche, ovviamente, la sensibilità dell'indicatore di azzeramento: a questo proposito, l'amplificazione cui si è fatto cenno è ora grandemente agevolata dall'impiego di « amplificatori operazionali » (a circuito integrato) progettati appositamente per ottenere nel massimo grado possibile i requisiti che deve avere un amplificatore nel settore misure: alta resistenza d'ingresso, bassa resistenza di uscita, alta stabilità ed elevato guadagno su di una vasta gamma di frequenza.

Si è detto sopra che il ponte si presta, oltre che alla misura di resistenza, anche alla misura di capacità ed induttanza: si può facilmente comprendere allora come, assai spesso, la sua realizzazione sia impostata in maniera da includere nella stessa apparecchiatura tutti e tre i tipi di misura (ponti RCL).

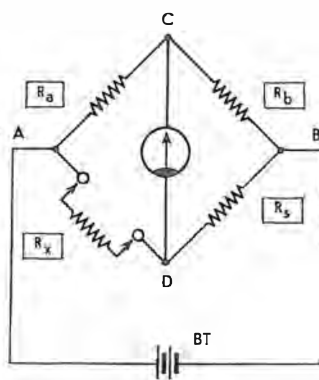


Fig. 18 EF - Questo è il classico ponte di Wheatstone, con bracci unicamente resistivi ed alimentato in corrente continua. La condizione di equilibrio (indicata con azzeramento dello strumento) si ha quando $R_b : R_a = R_s : R_x$ per $R_b R_x = R_a R_s$. Inoltre $R_x = (R_b : R_a) \times R_s$.

PONTE DI WHEATSTONE

Il tipo di ponte più noto — lo sappiamo già — è quello di Wheatstone. Lo osserviamo in **figura 18 EF** e vediamo che lo caratterizzano: una sorgente di energia (BT), uno strumento indicatore (rivelatore di corrente), alcuni componenti « campione » (che devono essere di provata precisione: R_a, R_b, R_s) e due morsetti ai quali viene collegato il componente — nel nostro caso la resistenza (R_x) — il cui valore è da misurare.

Solitamente, come sorgente di energia viene impiegata una batteria ricaricabile, come strumento indicatore un galvanometro di elevata sensibilità, del tipo a zero centrale, ossia con l'indice che in posizione di riposo (quando la bobina mobile non è percorsa da alcuna corrente) si trova al centro della scala, come componenti campione una serie di resistenze tarate, a filo o ad ossido di metallo.

La batteria BT fornisce una corrente continua al circuito formato dalle quattro resistenze, entrando da A e B; la corrente quindi, scorre nei due settori, che risultano in parallelo tra loro $R_a + R_b$ ed $R_s + R_x$. La resistenza R_a è di valore noto, la R_b è anch'essa di valore noto (può essere proporzionale ad R_a), R_s è una resistenza standard, regolabile a mezzo di un comando ed R_x è la resistenza incognita, da misurare.

Il galvanometro misura la differenza di potenziale esistente tra C e D.

Come si è detto, qualunque siano i valori ohmici di R_a ed R_b, deve esistere tra loro un rapporto ben noto e preciso (ad esempio, 10); se R_a è di 1 ohm, R_b sarà di 10 ohm. Se lo stesso rapporto sussiste tra R_x ed R_s (ad esempio, se i rispettivi valori sono di 3 e 30 ohm) il punto D avrà il medesimo potenziale del punto C. Di conseguenza (mancanza di differenza di potenziale) nessuna corrente potrà passare attraverso il galvanometro e l'indice resterà immobile: il ponte sarà « bilanciato ».

Qualsiasi mutamento avvenga in una delle quattro resistenze sarà causa sufficiente all'alterazione del bilanciamento e quindi ad un passaggio di corrente attraverso lo strumento.

R_a ed R_b vengono denominati « bracci di rapporto » mentre R_s (resistenza standard o di « paragone ») è il braccio con la resistenza del quale viene confrontato il valore di R_x onde ottenere il bilanciamento. Se i due rapporti sono eguali, la caduta di tensione presente ai capi di R_a equivale a quella presente ai capi di R_x: la medesima cosa accade nei confronti della caduta presente ai capi di R_b e di R_s.

Condizione necessaria per ottenere il bilanciamento è dunque che $R_a : R_b$ sia eguale ad $R_x : R_s$, oppure che $R_b : R_a$ sia eguale ad $R_s : R_x$.

Per la legge della proporzionalità avremo in ogni caso che:

$$R_x = \frac{R_a \times R_s}{R_b}$$

Allo scopo di ottenere diverse portate di misura è possibile variare i rapporti di R_a e di R_b, per ottenere vari rapporti; infatti, dando — ad esempio — ad R_a il valore di 10 ohm e ad R_b quello di 10 000 ohm, avremo un rapporto pari a 10 : 10 000 = 1/1 000. In queste condizioni il ponte sarà bilanciato soltanto se il valore di R_x sarà pari ad 1/1 000 di R_s.

Viceversa, se diamo ad R_a il valore di 1 000 ohm e ad R_b quello di 10 ohm, avremo un rapporto pari a 1 000 : 100 = 100, per cui il ponte sarà bilanciato soltanto se R_x sarà pari a 100 volte R_s.

Applicando pertanto diversi rapporti intermedi — e potendo variare R_s entro ampi margini, progressivi e regolari — è possibile effettuare misure molto precise a partire da una piccolissima frazione di ohm, sino a milioni di ohm.

L'albero di comando di R_s corredato di ampia scala decimale potrà così fornirci la cifra indicativa del valore della resistenza incognita.

Naturalmente, la precisione dell'apparecchiatura è in stretta relazione con la precisione delle resistenze campione in esso contenute, con la resistenza dei collegamenti e dei varî contatti, la quale — se non è minima — può falsare diverse letture.

ALTRI TIPI DI PONTE

Come abbiamo già accennato, la misura di valori dinamici dei componenti deve essere eseguita in corrente alternata. La prima differenza che si riscontra quindi rispetto allo schema del Wheatstone è la sostituzione della sorgente di tensione continua con una sorgente a tensione alternata di frequenza fissa. La frequenza che è d'uso nella maggior parte dei casi è quella di 1 000 Hz dato che è questa la frequenza che costituisce il riferimento standard per varie grandezze in Bassa Frequenza, come — tanto per esempio — per l'impedenza delle bobine mobili degli altoparlanti.

Non è certo esclusa la possibilità di alimentare il ponte con tensione a frequenza diversa (può arrivare anche all'ordine delle decine di Megahertz; ciò che limita è, in pratica, l'aumento degli effetti indesiderati dovuti alle impedenze residue nei bracci del ponte (campioni) e nei collegamenti.

Una seconda differenza tra questi ponti è quello già visto di Wheatstone, può consistere nella presenza di due bracci ad elemento diverso: si vede infatti in **figura 19 EF** che i bracci del campione e dell'incognita sono rispettivamente capacitivo ed induttivo. Grazie a questa particolarità è possibile misurare una induttanza incognita utilizzando un campione a capacità, vale a dire, mediante un elemento assai più facilmente e sicuramente realizzabile che non un campione di induttanza. A seguito di varianti diverse si identificano ponti maggiormente idonei a specifiche misure: si hanno i ponti di Schering, di Hay, di Anderson, di d'Owen, di Maxwell, di De Sauty e di Wien. I più usati sono questi ultimi tre.

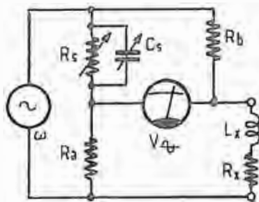


Fig. 19 EF - PONTE DI MAXWELL. **È previsto per la misura delle induttanze e, come si vede, è una trasformazione del Ponte di Wheatstone per corrente alternata. L'equilibrio è probante solo se possono essere bilanciati anche gli angoli di fase: per questo motivo sono presenti anche elementi resistivi e capacitivi:** $L_x = R_a R_b C_s$.

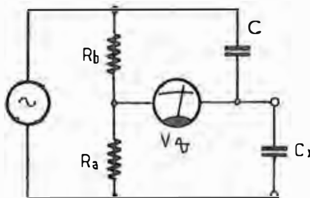


Fig. 20 EF - PONTE DI DE SAUTY. **È impiegato per la misura delle capacità. Così come riprodotto non tiene conto dell'angolo di perdita: nelle realizzazioni in cui questo fattore è ponderato, i bracci presentano valori resistivi di compensazione.**

Fig. 21 EF - Un montaggio pratico di ponte di De Sauty, completo di generatore dell'alternata (multivibratore). La capacità campione inserita può essere C3 o C4 o C5 e costituisce un braccio del ponte, l'altro è la capacità incognita (c_x) e gli altri due le metà di R5. Può misurare da 10 pF ad 1 microfarad.

PONTE DI MAXWELL

Questo ponte permette il rilievo di tutte le caratteristiche di un'induttanza, vale a dire che di una bobina esso può far conoscere oltre che il coefficiente di autoinduzione, quello di sovratensione e la resistenza. È un ponte con il quale la ricerca del punto di zero (equilibrio) non è molto agevole.

La regolazione che serve ad equilibrare l'indicazione della lettura è fatta con R_s (figura 19 EF). Dall'espressione dell'equilibrio che è $L_x = R_a R_b C_s$ risultano due condizioni di azzeramento, una per la componente reattiva ed un'altra per la componente resistiva; solo quando l'effetto della componente resistiva è esattamente equilibrato l'indicazione dell'induttanza è quella vera. Siccome le due componenti sono quasi sempre interdipendenti, occorre agire ripetutamente su R_s e C_s per ottenere un'indicazione che sia la più bassa possibile.

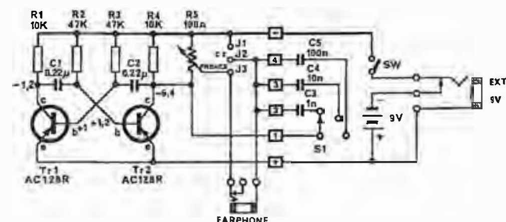
PONTE DI DE SAUTY

Dalla **figura 20 EF** che lo rappresenta si vede che questo ponte è la trasposizione del ponte di Wheatstone in alternata, per la misura della capacità: infatti, due bracci comportano dei condensatori. Qui, a differenza del ponte precedente (per induttanze) si confrontano reattanze dello stesso tipo.

Nei condensatori la componente resistiva è meno importante che nelle induttanze, quindi, pur essendo il procedimento di misura analogo si ravvisa più di rado la necessità di una compensazione in proposito.

L'equazione, ossia l'equilibrio del ponte, è data da $C_x = C\ (R_b : R_a)$. A differenza del caso delle induttanze non abbiamo il prodotto $R_b\ R_a$ ma il loro rapporto e questa condizione si traduce nel fatto che la scala delle capacità avrà un andamento inverso a quella delle induttanze (e delle resistenze).

Un'applicazione pratica di questo tipo di ponte è stata da noi già presentata (pag. 25 f) nella forma di un capacimetro corrispondente allo schema qui ripetuto in **figura 21 EF**. I due transistori costituiscono il generatore della tensione



alternata: l'azzeramento è rilevato con una cuffia. R5 è il potenziometro per la ricerca di tale punto di zero ed è perciò dotato di scala indicativa dei valori. All'interno dell'apparecchio è contenuta una batteria d'alimentazione a 9 volt; questa tensione può però provenire dall'esterno, tramite una spina a « jack » con la quale si escludono i 9 V interni.

PONTE DI WIEN

Il ponte di Wien (**figura 22 EF**) adotta esclusivamente elementi capacitivi e resistivi. Esso, rileviamo, è caratterizzato da una proprietà molto interessante, per la quale — come vedremo qui sotto — viene principalmente sfruttato: sul suo punto di equilibrio interviene il valore di frequenza dell'alternata che lo alimenta. Questa particolarità intanto lo rende utile come filtro sia passivo che attivo; conseguentemente è stato adoperato per il passato (ora vi sono sistemi digitali più pratici) per le misure di frequenza. Tuttavia, dove il ponte di Wien è più frequentemente presente è nella rete di reazione applicata ad un amplificatore per renderlo generatore d'onda.

La condizione di equilibrio ci dice che se $C_x = C_s = C$ ed $R_x = R_s = R$ nonché $R_b = 2R_a$, si ha:

$$f = \frac{1}{2\pi RC}$$

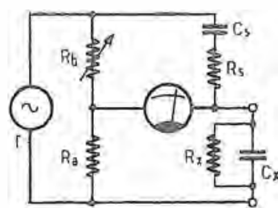


Fig. 22 EF - PONTE DI WIEN. **Entrambi i bracci dell'incognita e del campione sono capacitivi: il comportamento alla frequenza diverso tra i bracci (C in serie e C in parallelo ad R) porta alle prerogative di selettività illustrate nella figura che segue.**

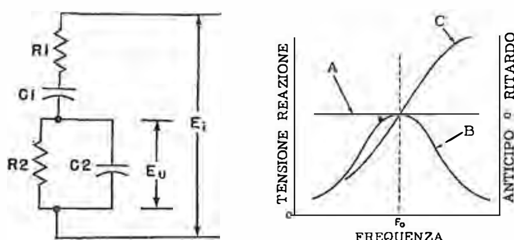


Fig. 23 EF - Ai due bracci del ponte (in serie tra loro) è applicata la tensione (E_I) che come tensione d'uscita (E_U) è prelevata tra l'unione dei bracci ed un estremo comune. Le curve B e C dimostrano che l'andamento dell'uscita varia al variare della frequenza (B) e che la fase o anticipa o ritarda rispetto ad un unico valore di frequenza per il quale non vi è sfasamento (F_o).

Oscillatori a ponte

A conferma dell'espressione di cui sopra analizzeremo ora la disposizione circuitale di **figura 23 EF** che, come si può riscontrare, rappresenta i due bracci compositi del ponte; in essa E_i è la tensione d'ingresso ed E_u quella d'uscita.

I due bracci li individuiamo, con le stesse sigle dei componenti, nel ponte completo di cui a **figura 24 EF**. Qui il ponte è inserito nell'anello di reazione positiva che interessa due amplificatori in cascata (A1 ed A2).

Il modo in cui si comporta la tensione di reazione per quanto riguarda ampiezza e fase si può osservare dalle curve di figura 23EF. La riga verticale, in centro, tratteggiata, rappresenta la frequenza (F_o) per la quale si verifica l'oscillazione.

La curva A rappresenta il livello di reazione negativa tra il punto B e la massa: sono interessati al suo percorso solo elementi resistivi (R3 ed R4) per cui questa reazione risulta eguale per tutte le frequenze, il che vuol dire che si traduce in una linea ad andamento orizzontale, come è appunto A.

La curva B rappresenta invece, il livello di reazione positiva tra il punto A e la massa: non abbiamo più un andamento orizzontale, ma un punto di massima ed un andamento calante ai suoi lati. Ciò perché sul percorso di questa reazione si trovano, opportunamente collocati, elementi capacitivi che, come è noto, presentano reattanze che variano al variare della frequenza.

Più esattamente intervengono in questo modo: la reattanza serie presentata da C1 alle frequenze sotto alla frequenza che interessa (in questo caso F_o) è grande per cui la tensione ai capi di R2 per queste frequenze è bassa; la reattanza parallelo presentata da C2 alle frequenze sopra quella che interessa shunta R2 e anche per queste frequenze si ha una minore tensione.

Per avere più frequenze a disposizione, ad R1
Il risultato di tutto ciò è che solo per una determinata frequenza (F_o) la reazione positiva eguaglia quella negativa il che vuol dire la massima amplificazione per A1 ed A2.

Vediamo come si comporta la fase del segnale d'uscita: il suo andamento è indicato dalla curva C. Prima di giungere, retrocesso, all'entrata di A1 questo segnale deve attraversare C1-R1: i valori di questi componenti sono tali da dar luogo ad uno sfasamento che anticipa al disotto della frequenza F_o e ritarda sopra di essa, mentre non si verifica alcun sfasamento sul valore di F_o. Di conseguenza l'uscita di A2 su F_o è esattamente a 360° dalla tensione d'entrata data l'inversione provocata dai due stadi d'amplificazione.

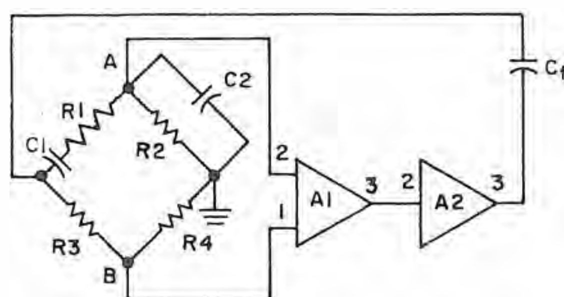


Fig. 24 EF - Mettendo a frutto ciò che si è visto nella figura precedente si perviene, con gli amplificatori A1 ed A2 ad un generatore che oscilla sulla frequenza che i valori selettivi del ponte inserito nella reazione, determinano.

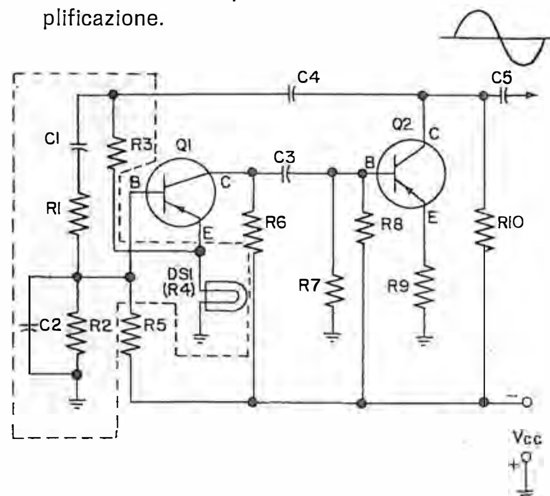


Fig. 25 EF - Attuazione dello schema di principio visto alla figura precedente. Il ponte include una resistenza (R4) caratterizzata da un valore che varia a seconda della corrente che l'attraversa: questo comportamento viene sfruttato per stabilizzare l'ampiezza dell'uscita.

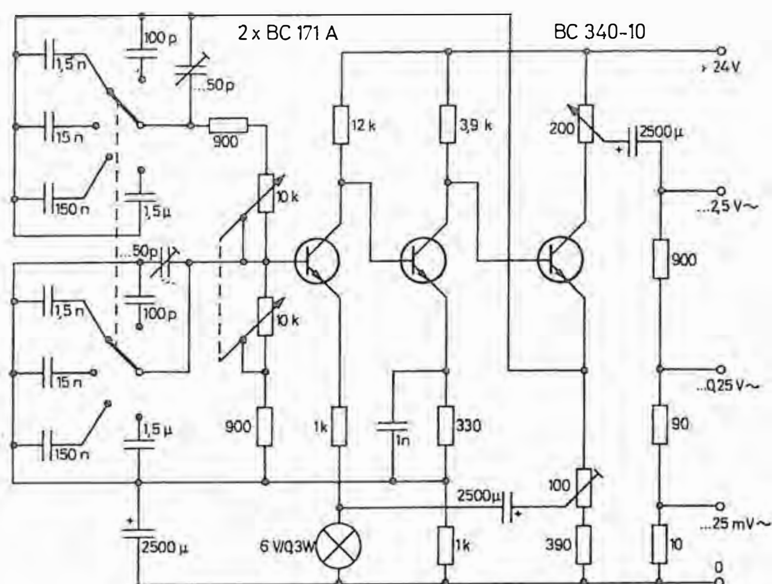


Fig. 26 EF - Con la commutazione contemporanea in due bracci del ponte, di cinque diverse capacità, si può coprire una gamma d'oscillazione da 10 Hz ad 1 MHz. Un partitore in uscita permette il prelievo di diversi livelli. Il consumo d'alimentazione è di 35 mA. La lampadina 6 V/0,3 W funge da resistore (coefficiente di temperatura positivo) stabilizzante.

La conseguenza dei citati comportamenti di tensione e fase è che l'oscillazione non può verificarsi che per F_0, per la quale R1C1 eguaglia R2C2. Come si è visto quindi, il ponte di Wien è un ponte strettamente legato alla frequenza.

Un primo esempio d'applicazione

La **figura 25 EF** mostra una possibile realizzazione di quanto più sinteticamente è stato rappresentato con la figura precedente. La parte « ponte » è evidenziata con la zona in grigio.

La resistenza di R3 con DS1 (R4) costituisce il braccio del ponte ai capi del quale è applicata l'uscita di Q2; una parte di questa tensione (quella agli estremi di DS1) agisce come reazione negativa essendo in fase con la tensione d'emettitore.

Se si sceglie per DS1 una lampadina ad incandescenza si può sfruttare del suo diverso valore resistivo al variare della corrente che l'attraversa: può essere utilizzato anche un termistore a coefficiente di temperatura positivo. In entrambi i casi avviene che la tensione sviluppantesi agli estremi di questo componente si oppone alla normale polarizzazione diretta con conseguente effetto di stabilizzazione; infatti, una eventuale tendenza all'aumento di amplificazione (maggiore corrente d'emettitore) viene frenata da un aumento di resistenza di DS1.

L'accoppiamento tra i due stadî deve produrre il minor sfasamento possibile; le condizioni di lavoro devono essere quelle di classe A. Queste due caratteristiche aggiunte alla presenza di reazione negativa ed alla stabilizzazione di ampiezza (nonché termica) sono alla base della produzione di un segnale di ottima forma sinusoidale.

Per avere più frequenze a disposizione, ad R1 ed R2 o a C1 e C2 vengono mutati i valori; si possono usare commutatori ed una serie di valori fissi o resistori, nonché condensatori, variabili.

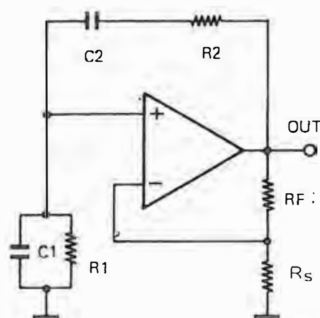


Fig. 27 EF - Un amplificatore operazionale può sostituire vantaggiosamente i transistori di cui agli schemi precedenti.
R_s deve essere a coefficiente di temperatura positivo.

Un secondo esempio d'applicazione

Il circuito di **figura 26 EF** è un esempio di come possa essere costruito un generatore che con cinque sottogamme commutabili fornisce un segnale sinusoidale da 10 Hz ad 1 MHz. La distorsione, misurata a 1 000 Hz, è inferiore allo 0,2 %.

Invece che un certo numero di transistori bipolari in cascata, è assai vantaggioso sotto diversi punti di vista, impiegare un integrato della serie amplificatori lineari o operazionali. Si può vedere la disposizione in **figura 27 EF**: i due classici bracci del ponte sono C2R2 e C1R1.

Gli amplificatori in questione, ricorrendo alla tecnologia MOS, hanno il pregio di una elevata impedenza d'ingresso. Si noti nello schema di principio, la presenza di R_s che è l'equivalente della DS1 già incontrata oppure della lampadina 6 V 0,3 W. Un'altra integrazione può sostituire quest'organo di valore variabile destinato, come sappiamo, a stabilizzare l'uscita: lo si vede (CA 3019) nello schema dettagliato di **figura 28 EF**. La resistenza di reazione (7,5 kΩ) è shuntata da un diodo Zener che come tale mantiene la tensione al valore predeterminato, se questa tende a salire; inoltre, integrando anche un ponte di rettificatori si può pervenire ad un sistema che offre il vantaggio di un coefficiente di temperatura pari a zero. Non si verifica alcuna costante di tempo, ciò che permette di scendere a frequenze minime (ad esempio, 1 centesimo di Hz).

PONTI MULTIPLI: R-L-C

La misura effettuata con l'applicazione del principio del « ponte », abbiamo visto come possa essere con facilità una misura di precisione e — particolare assai importante — come possa interessare grandezze di diversa natura quali resistenza, induttanza e capacità.

Per passare dall'una all'altra di queste grandezze sono sufficienti mutamenti, a volte soltanto parziali, nei bracci del ponte vero e proprio. Tutto il resto (alimentatore, sistema di manife-

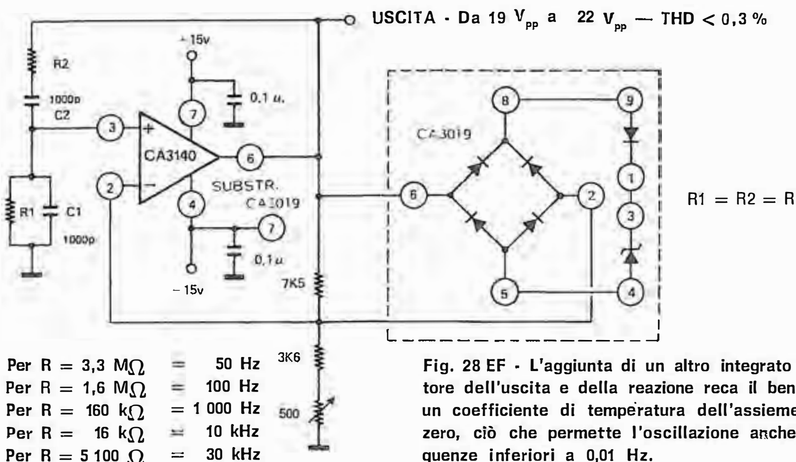


Fig. 28 EF - L'aggiunta di un altro integrato nel settore dell'uscita e della reazione reca il beneficio di un coefficiente di temperatura dell'assieme pari a zero, ciò che permette l'oscillazione anche su frequenze inferiori a 0,01 Hz.



Fig. 29 EF - Ponte RCL previsto per l'impiego sia in laboratorio che nel controllo di piccole produzioni. Misura resistenze da 0,1 ohm ad 11 MΩ; capacità da 1 pF a 1 100 μF; induttanze da 10 μH a 1 100 H; fattori di merito e fattori di potenza. La precisione di misura è migliore dell'1 %.

stazione del punto nullo, amplificatore, ecc.) vale quasi sempre tal quale per l'uno o per l'altro impiego.

È più che logico allora che i costruttori di questo tipo di apparecchiature, se lo strumento è destinato al laboratorio, si orientino su modelli che consentono la misura tanto di resistenza, che di induttanza, che di capacità: sono i ponti noti come RLC.



Fig. 30 EF - Questo ponte multiplo ha gamme di misura pressapoco eguali a quelle del modello di cui alla figura precedente; la sua caratteristica più rilevante è l'indicazione digitalizzata dei valori di lettura. È dotato di un particolare autobilanciamento nella misura del Q e del D (fattore di dissipazione).

Ponti destinati ad un solo tipo di misura possono comunque essere tuttora giustificati laddove la destinazione sia quella di un ripetuto collaudo o controllo dello stesso componente, come in una fabbricazione di condensatori, o di resistori, ecc.

Sul piano tecnico l'esecuzione dei ponti RLC può orientarsi su modelli richiedenti per l'impiego, l'esecuzione di alcune operazioni manuali (predisporre il componente, effettuare le regolazioni, valutare l'indicazione sulla scala, ecc.) come su altri decisamente automatizzati che oltre all'indicazione sotto forma digitale, hanno la scelta automatica della gamma e diverse altre sofisticazioni: possono giungere all'incorporamento di un microprocessore per eseguire classificazioni di qualità, suddivisioni per percentuali di valore, misure ripetitive, ecc.

Indubbiamente i modelli del primo tipo offrono il vantaggio di un prezzo notevolmente inferiore e, nella maggior parte dei casi soddisfano le esigenze di un impiego che molto spesso è assai sporadico. Un ponte di questa categoria è quello illustrato in **figura 29 EF**: oltre alle misure RLC effettua la misura della tangente di perdita dei condensatori e la misura del fattore di merito (Q) delle induttanze. I diversi ponti sono alimentati a 1 000 Hz; il rivelatore è accordato. Caratterizza questa costruzione un quadrante alquanto ampio (lettura diretta) ed un originale e pratico sistema di espansione.

La **figura 30 EF** si riferisce ad uno strumento che, consentendo lo stesso tipo di misure di cui sopra (cinque circuiti a ponte incorporati) offre il dato di lettura sotto forma numerica. È prevista un'alimentazione ed una rivelazione esterne per misure nel campo di frequenza 20 ÷ 20 000 Hz. Il punto decimale si posiziona automaticamente in funzione del valore e ciò rende ancor più evidente il vantaggio della lettura digitale il cui pregio sta nell'immediatezza e nell'impossibilità di errata interpretazione.

Un apparecchio veramente sofisticato è quello di **figura 31 EF**. Il microprocessore di cui è dotato lo rende completamente automatico: l'operatore deve solo scegliere la funzione e la frequenza di misura (che è selezionabile tra 100, 1 000 e 10 000 Hz). È disponibile un'uscita codificata (BCD) per l'impiego con dispositivo stampante o con calcolatore. Queste, ed altre caratteristiche lo rendono utile per misure un po' particolari, in campi diversi, come ad esempio, parametri di semiconduttori, trasformatori per impulsi, bobine di filtro, determinazione della resistenza interna di una batteria a secco, ecc.



Fig. 31 EF - Ponte RCL con microprocessore incorporato. Con la messa in funzione dello strumento si ha il posizionamento automatico di tutti i parametri che interessano.

Generatori di funzioni

A seconda delle misure che si vogliono effettuare il segnale di prova idoneo può necessitare sotto forma d'onda diversa. Per certe prove, misure, messe a punto può essere più indicato — ad esempio — un segnale a forma rettangolare, o triangolare, che non quello più noto, sinusoidale: per contro, altre misure sono probanti solo se eseguite con l'onda sinusoidale. Il tecnico di laboratorio ha perciò interesse ad un generatore che possa mettergli a disposizione più forme d'onda, a sua scelta.

Un simile strumento, lo abbiamo detto all'inizio, è il Generatore di Funzioni. Sebbene svilup-



Fig. 32 EF - La gamma completa di questo Generatore di funzioni è suddivisa in sette sottogamme, inseribili a pulsante. L'uscita, su 600 ohm, raggiunge i 10 V (20 V con circuito aperto): regolazione continua del livello. È disponibile un impulso positivo superiore a 3 V.

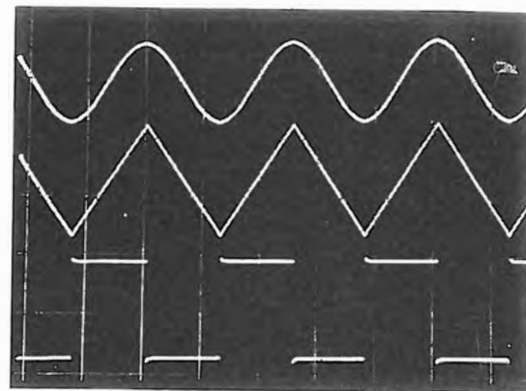


Fig. 33 EF - Queste sono le tre forme d'onda classiche che i Generatori di funzione offrono in uscita: agendo sulla simmetria tra semionda positiva e negativa si possono variare i rapporti in modo da modificare, anche profondamente, tutte queste forme. Si possono attuare modulazioni e spazzolamenti.

pato già da qualche decina d'anni tale generatore ha potuto godere di una certa diffusione e di un prezzo accessibile solo da poco tempo grazie alla elaborazione di circuiti integrati incorporanti tutti i settori delle molteplici funzioni di cui necessita.

Lo stadio di partenza di questi strumenti è sempre un generatore d'onda triangolare. Un'onda del genere si può generare attuando la carica di un condensatore mediante una fonte di corrente costante; quando il condensatore è carico questa prima fonte viene staccata e viene connessa in sua vece un'altra fonte, di opposta polarità, che attua una scarica costante. Il processo, ripetuto, da luogo al segnale triangolare la cui frequenza dipende ovviamente dai tempi richiesti per la carica-scarica. Infatti, il tempo di carica costituisce il tempo di salita (tratto ascendente) dell'onda triangolare, mentre il tempo di scarica è il tempo di discesa (tratto discendente) della stessa onda.

L'inserzione dell'una e dell'altra carica è attuata da un oscillatore del tipo multivibratore (a due stati stabili): da quest'ultimo si preleva direttamente l'onda quadra che è appunto, contemporaneamente, l'onda di comando della triangolare.

L'onda sinusoidale è qui ottenuta, praticamente, mediante deformazione (arrotondamento) di quella triangolare.

La **figura 32 EF** mostra un generatore del tipo di cui si parla; esso, oltre alle tre forme d'onda (individuabili sopra i pulsanti, a destra) mette a disposizione anche un'uscita impulsiva (positiva). Una sua particolare caratteristica sta nella possibilità di aumentare di 10 volte (con 10 volt di rampa, esterni) la gamma di frequenza che normalmente va da 0,1 Hz ad 1 MHz.

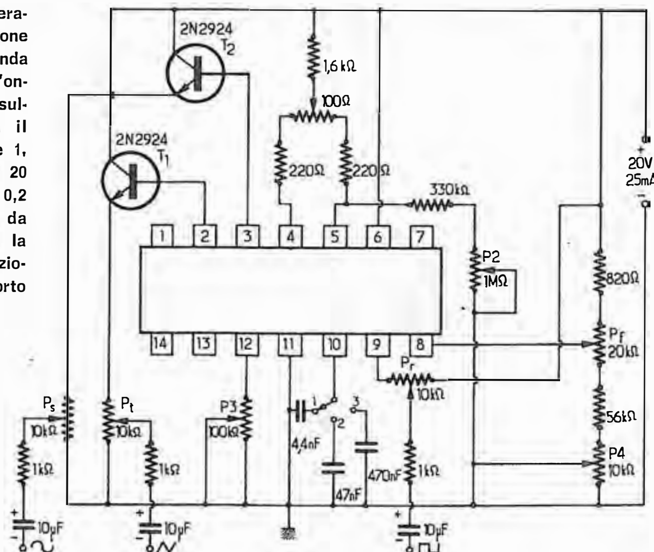
L'oscillogramma dei tre tipi d'onda abituali è visibile in **figura 33 EF**; i segnali emessi da questi strumenti sono controllabili con precisione per quanto riguarda le caratteristiche di frequenza, di pendenza, del tempo di salita e di discesa e degli altri parametri.

Uno tra i primi circuiti integrati creati per questo impiego è stato l'8038 (Intersil): lo vediamo con i componenti periferici in uno schema (**figura 34 EF**) che rappresenta un generatore per tre tipi d'onda da 20 Hz a 20 kHz. Viene prodotto anche un altro integrato di questo genere, l'XR2206 (Exar), che presenta caratteristiche più interessanti, tra le altre la possibilità di oscillare da 0,1 Hz a 500 kHz ed una minore distorsione.

Si deve precisare che per risultare uno strumento veramente in grado di consentire misure affidabili lo schema proposto deve essere completato con altri componenti, anche attivi, per migliorare — ad esempio — la forma sinusoidale, per elevare i livelli d'uscita, per eliminare la presenza di una componente continua all'atto della regolazione dell'uscita, ecc.

I segnali forniti possono essere tra loro combinati si da pervenire a molteplici forme d'onda: possono essere — ovviamente — modulati, sia da segnali di un altro generatore di funzioni che da un segnale qualsiasi a frequenza inferiore a quella emessa. Quest'ultima può essere estremamente bassa (ad esempio, per una piccola frazione di secondo) e, con opportuni accorgimenti, anche molto alta (oltre i 10 MHz).

Fig. 34 EF - Questo generatore mette a disposizione un'uscita di 1,5 V sull'onda sinusoidale; 6,5 V sull'onda triangolare; 18 V sull'onda rettangolare. Con il commutatore in posizione 1, la frequenza va da 2 a 20 kHz; in posizione 2, da 0,2 a 2 kHz; in posizione 3, da 20 a 200 Hz. P_t regola la frequenza: gli altri potenziometri i livelli ed il rapporto ciclico.



Oscilloscopia

Ci è nota la struttura del tubo a raggi catodici e sappiamo già che, grazie ad essa si può generare un fascio di elettroni, concentrarlo, metterlo « a fuoco » sullo schermo finale sul quale disporremo allora di un punto luminoso (« spot »).

Abbiamo anche visto come questo fascio possa essere deviato lungo il suo percorso, sì da dirigerlo a piacimento, e far apparire, di conseguenza, il punto sullo schermo laddove più ci agrada.

Se questo intervento sulla traiettoria del raggio avviene gradualmente e ripetutamente con una certa frequenza il risultato è una riga luminosa; se, mentre è in atto questa riga si interviene ulteriormente sul fascio in senso ortogonale al primo movimento (in altre parole, si sposta con sufficiente rapidità, ad esempio, verso destra/sinistra la riga creata verticalmente) si ottiene tutto un quadro luminoso (**figura 35 EF**): è il principio sul quale è sviluppata la tecnica dell'odierna televisione.

In questa sede non ci interessa il quadro ma ci interessano egualmente i due tipi di spostamento: l'orizzontale ed il verticale. Lo spostamento è più propriamente detto « deflessione » ed abbiamo visto che è facilmente attuabile mediante due placchette poste all'interno del tubo, parallelamente al percorso del fascio, alle quali si avvia una tensione; questa tensione crea un campo elettrostatico che influenza (attrae o respinge, a seconda della polarità) il fascio stesso.

Oltre che da un campo elettrostatico (placchette) il fascio può essere deviato da un campo magnetico (bobine). Schematicamente, in quest'ultimo caso, la disposizione è illustrata in modo significativo dalla **figura 36 EF**. Ovviamente, la struttura interna del tubo è un po' diversa a seconda che sia prevista la deflessione elettrostatica o quella magnetica.

La scelta dell'uno o dell'altro sistema dipende dai fini perseguiti, ma si può osservare un impiego generalizzato della deflessione elettrostatica nella realizzazione di apparecchiature di misura (oscilloscopi) e della deflessione elettromagnetica nella costruzione di apparecchi riproduttori di quadro intero (televisori, monitori, radar, ecc.). Questi indirizzi discendono dai vantaggi e dagli inconvenienti dell'uno e dell'altro tipo di tubo.

Un tubo a deflessione magnetica presenta i seguenti vantaggi rispetto ad un tubo elettrostatico: migliore focalizzazione in corrispondenza di elevate luminosità della traccia; possibilità di impiegare alte tensioni di accelerazione degli elettroni del fascio senza che venga ridotta eccessivamente la sensibilità di deviazione; cannone più semplice, più corto e più robusto.

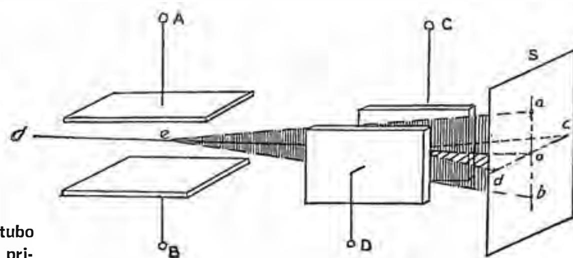


Fig. 35 EF - Nella struttura del tubo a deflessione elettrostatica un primo paio di placchette può deviare il fascio (a partire da e) in senso verticale: un altro paio può deviare il risultato di questa prima deviazione, in senso ortogonale e cioè orizzontalmente. Il risultato finale può essere una riga a/b ed una d/c o entrambe sotto forma di quadro luminoso.

d = s

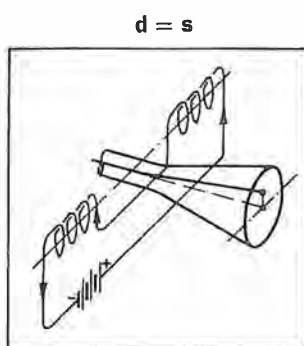


Fig. 36 EF - Anche un flusso magnetico, con bobine poste esternamente al tubo ma sul suo collo, può influenzare, in modo comandato, il fascio elettronico e quindi la sua traccia sullo schermo: essa si verifica in posizione ortogonale a quella di collocamento delle bobine.

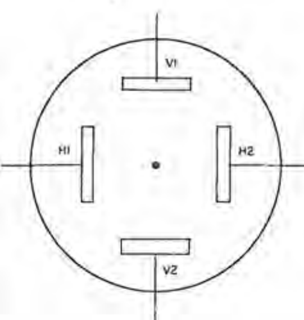


Fig. 37 EF - Il fascio elettronico da luogo ad un punto centrale luminoso se le coppie di placchette opposte hanno pari tensione; diversamente si sposta così come indicato sotto a seconda della tensione positiva prevalente.

Gli svantaggi sono: necessità di componenti relativamente pesanti e piuttosto ingombranti sul collo del tubo; necessità di una maggiore potenza per alimentare la deflessione (è una deflessione per corrente); stretto legame, limitativo, al tipo ed alla frequenza dei segnali di deflessione previsti ed impiegati.

Un tubo a deflessione elettrostatica presenta i seguenti vantaggi su di uno magnetico: per la deflessione richiede circuiti esterni un po' più semplici; consente di agire su segnali di frequenza più elevata o con forma d'onda più complessa; è più leggero; richiede una minore potenza di deflessione (è una deflessione per tensione).

Gli svantaggi sono: difficoltà nell'ottenere un aumento della luminosità che non si accompagni ad una perdita di fuoco; maggiore lunghezza e complessità del cannone elettronico.

La deflessione

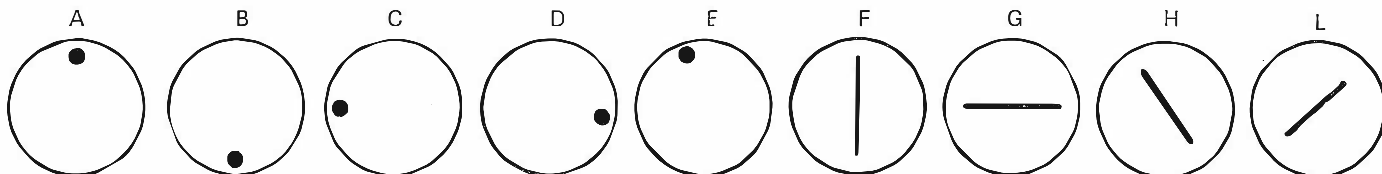
Vediamo, con maggiore dettaglio, gli effetti delle due deflessioni provocate dalle placchette.

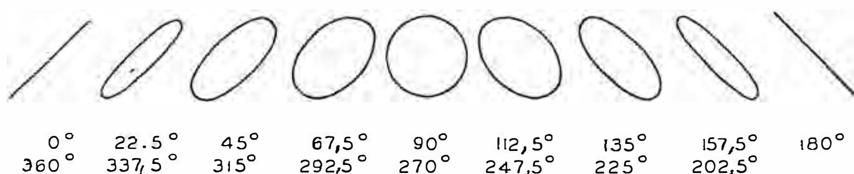
Se alla placchetta V1 di cui a **figura 37 EF** viene applicata una tensione positiva, continua, rispetto al potenziale relativo alla placchetta V2, il fascio è attratto dalla prima per cui il punto luminoso, che in assenza di potenziali compariva al centro, si manifesta in alto (**A**).

Quanto sopra, attuato in senso contrario (placca positiva = V2) fa apparire il punto sul lato basso dello schermo (**B**).

Gli stessi due fenomeni si traducono nello spostamento di cui in (**C**) ed in (**D**) se vengono utilizzate invece, le placchette H1 ed H2.

Tutto ciò, conferendo la tensione ad un solo paio di placche per volta. Ma, se si rende positiva — ad esempio — V1 ed H1 (rispetto alla loro placchetta opposta) contemporaneamente,





il fascio subirà entrambe le influenze e comparirà in alto ed a sinistra (come in **E**).

Poiché lo spostamento del fascio è direttamente proporzionale alla tensione applicata alle placchette è facile comprendere che con la scelta di tensioni e di coppie di placchette si può far apparire il punto in qualsiasi parte dello schermo. Così come è chiaro che, se invece di una tensione continua, applichiamo una tensione alternata (che varia il suo potenziale ed il suo segno periodicamente) il risultato sarà, per il ripetuto spostamento, quella riga luminosa di cui già abbiamo detto, collocata nella posizione e con l'angolazione da noi voluta.

Infatti, la riga luminosa, a seconda delle placchette prescelte sarà come in (**F**) o come in (**G**); la riga sarà obliqua come in (**H**) se la tensione alternata verrà applicata ad entrambe le coppie in maniera che tanto **V1** che **H1** siano positive allo stesso istante: sarà come in (**L**) se quando **V1** è positiva, **H1** è negativa.

Questa condizione di opposta polarità, detta in altra maniera, significa che le due tensioni in questione nel primo caso (H) sono in fase tra loro e nel secondo caso (L) sono sfasate di 180°.

Tutte le condizioni intermedie di relazione di fase tra le due tensioni alternate applicate alle due coppie di placchette possono verificarsi e quindi tradursi in una diversa traccia finale.

La **figura 38 EF** mostra la riproduzione tipica che si manifesta in seguito alla combinazione (o confronto) di due segnali sfasati tra di loro da 0° a 360°, in varie posizioni intermedie, ciascuna delle quali corrisponde ad una variazione di fase progressiva di 22 ½°.

Fig. 38 EF - Se si applica ad un paio di placchette una tensione alternata, sinusoidale in questo caso, e all'altro paio un'altra tensione eguale, si ha indicazione sullo schermo della situazione di fase esistente tra le due tensioni.

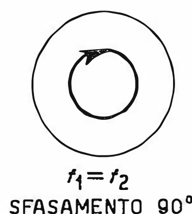


Fig. 39 EF - Due tensioni sinusoidali di pari livello e frequenza, sfasate di 90°, danno luogo ad un cerchio che si sviluppa in senso orario; se lo sfasamento è di 270° il cerchio si sviluppa in senso contrario.

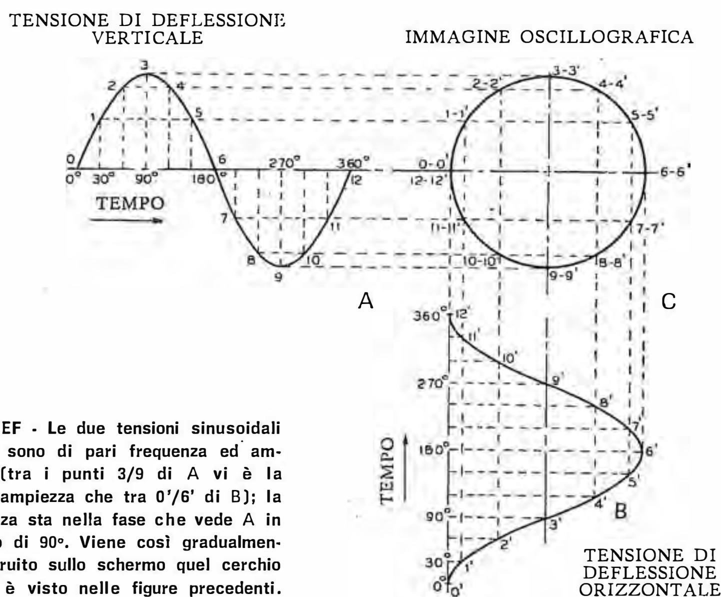


Fig. 40 EF - Le due tensioni sinusoidali A e B sono di pari frequenza ed ampiezza (tra i punti 3/9 di A vi è la stessa ampiezza che tra 0'/6' di B); la differenza sta nella fase che vede A in anticipo di 90°. Viene così gradualmente costruito sullo schermo quel cerchio che si è visto nelle figure precedenti.

È molto importante ricordare che siamo in presenza, qui, di due segnali **sinusoidali** e di **pari ampiezza** e **frequenza**.

Un confronto di questo tipo è perciò un metodo che può portare ad una misura di fase.

Come si può osservare in figura, una differenza di fase di 90° determina sullo schermo una immagine perfettamente circolare. La somma delle due diverse onde sinusoidali produce una traccia che, supposto un inizio nella parte superiore dello schermo, ruota in senso orario (**figura 39 EF**) fino a descrivere una circonferenza intera.

Anche uno sfasamento di 270° tra i due segnali determina un circolo, con la sola differenza che il movimento del punto luminoso che lo descrive avviene in senso opposto, ossia in senso antiorario.

Queste due immagini non possono comunque venire distinte l'una dall'altra poiché di norma il movimento è così rapido che l'immagine sembra fissa. Ne deriva che, allorché la figura si presenta secondo la disposizione del cerchio, si può solo affermare che lo sfasamento può essere di 90° oppure di 270°.

La formazione del circolo di cui si è detto è ora analizzata con l'aiuto di **figura 40 EF**.

Si supponga che la tensione sinusoidale **B** sia applicata tra la placchetta orizzontale di sinistra e massa (= placchetta di destra).

In quest'onda il punto **0'** coincide col suo valore massimo positivo, valore che diminuisce poi per i primi 90° (da **0'** a **3'**) sino a trovarsi in corrispondenza del punto centrale del cerchio visibile sopra; dal **3'** al **6'** (altri 90°) l'onda decresce ancora il che, riferendoci allo schermo significa andare a posizionarsi, in ultimo, sulla circonferenza, nella posizione **6'** ivi indicata.

Se fosse applicata la sola tensione testé citata (**B**) noi avremmo tracciato sullo schermo una linea retta (da **0'** a **6'**) orizzontale (come in G della figura 37 EF), pari al diametro del cerchio ipotizzato.

Abbiamo detto, però, che alle altre due placchette (verticali) è avviata — contemporaneamente alla prima — un'altra tensione alternata (**A**). Come si vede, e come premesso, questa sinusoide è sfasata di 90° rispetto a quella già analizzata, e cioè la **B**. Infatti, essa si trova, dopo 90°, al suo apice (**3**), mentre l'apice della **B**, come si è visto, era a 0°.

La retta che si sarebbe formata sullo schermo (in assenza di **A**) non può più essere tale: il punto luminoso mentre va da sinistra a destra va, anche, dal basso all'alto e traccia — per i primi 90° — il quarto di cerchio **0-0'**; **1-1'**; **2-2'**; **3-3'**.

Tutto il restante percorso per formare il cerchio completo è ora facilmente comprensibile sulla scorta delle righe di posizionamento tratteggiate e delle numerazioni analoghe e corrispondenti riportate.

Sin qui abbiamo presupposto l'impiego di una eguale frequenza per i due segnali. Se così non

è, la prima conseguenza consiste nell'apparizione di una figura che non è più un cerchio; in coincidenza, però, di precisi rapporti tra le due frequenze a confronto si ottengono figure significative e parimenti utili, che ci possono indicare il rapporto che tra le due frequenze sussiste e — di conseguenza — possono servire, anche, a rendere nota (se incognita) una delle frequenze, purché l'altra sia conosciuta.

Si tratta delle **figure di Lissajous**.

Le figure di Lissajous

Supponiamo di avviare alle placchette orizzontali la frequenza **f2** ed a quelle verticali la frequenza **f1** (**figura 41 EF**). Se **f1** è eguale a due volte **f2**, la figura che comparirà sarà la **A** di **figura 42 EF**.

Per un segnale (**f1**) di frequenza tre volte più alta rispetto ad **f2**, applicato alle placchette di deflessione verticale, avremo la figura **B**.

La frequenza di **f1** può essere anche inferiore a quella di **f2** e purché il rapporto sia ben determinato, fisso e costante, una determinata figura si formerà sempre, con possibilità di decifrarla (vedi **C**).

Per determinare il rapporto tra le frequenze di due segnali si immagini di racchiudere la figura ottenuta sullo schermo tra una retta verticale ed una orizzontale, così come si vede in **figura 43 EF**. Contando i punti di tangenza sull'uno e sull'altro lato ricaveremo un loro rapporto e tale rapporto sarà lo stesso delle frequenze. In altri termini:

$$f = \frac{F \times N_o}{N_v}$$

dove « f » è la frequenza del segnale incognito, « F » la frequenza del segnale noto, « N_o » il numero dei punti di tangenza con l'asse orizzontale ed « N_v » il numero dei punti di tangenza con l'asse verticale.

Le misure, sia di fase che di frequenza, delle quali abbiamo sin qui detto presuppongono l'impiego unicamente di un tubo a raggi catodici. Questo tubo per produrre la traccia luminosa necessita — è ovvio — di determinate tensioni ai suoi elettrodi (accensione, focalizzazione, accelerazione, ecc.): in altri termini, vi deve essere un settore di **alimentazione**.

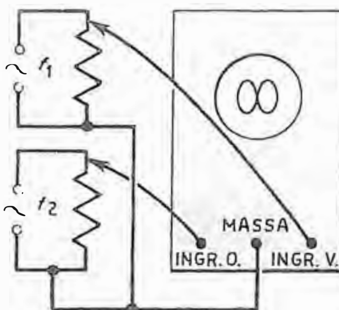


Fig. 41 EF - Due tensioni sinusoidali, di frequenza diversa, avviate rispettivamente a ciascuna coppia di placchette, danno luogo alle figure di Lissajous. Il generatore a dente di sega (presente in ogni oscilloscopio) deve essere escluso.

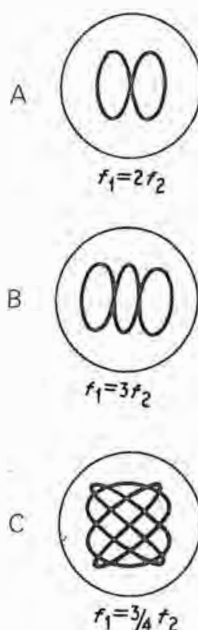


Fig. 42 EF - Se la frequenza del segnale entrante sul verticale è doppia di quella entrante sull'orizzontale, la figura appare come in A; se è tripla, come in B; se è solo 3/4, come in C.

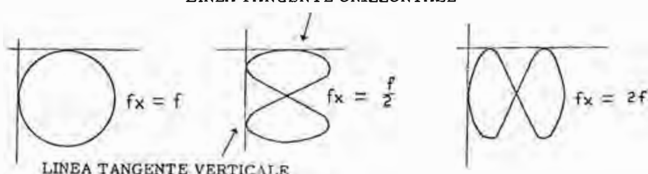


Fig. 43 EF - Con le figure di Lissajous, nota una frequenza si può conoscere il valore dell'altra, se incognita. Allo scopo, si devono contare i punti di tangenza orizzontale e verticale.

Se le misure devono essere possibili, come è utile ed auspicabile, anche con segnali di ridotta intensità è necessario provvedere ad una loro **amplificazione**, sia per quelli da avviare alle placchette orizzontali che per quelli da avviare alle placchette verticali.

Se a questi tre settori aggiungiamo un circuito **oscillatore** che ci mette a disposizione un segnale a « dente di sega » su un'ampia gamma di frequenza avremo formato quel noto, prezioso, strumento che è l'oscilloscopio (**figura 44 EF**).

Diremo tra poco di tutti questi circuiti: per ora, al fine di completare l'argomento precedente osserviamo, sempre sulla scorta della figura 41 EF, come le misure contemplate siano fattibili senza l'impiego dell'oscillatore incorporato nello strumento, oscillatore che è noto correntemente come generatore dell'**asse tempi**.

Qualora alle due placchette di deflessione verticale si colleghi un generatore-campione di oscillazioni sinusoidali (**figura 45 EF**) si possono eseguire misure di frequenza molto precise. Occorre che il generatore (a scala tarata) copra almeno la parte centrale della gamma di frequenze che si vogliono misurare: la frequenza nota è bene possa variare da 1/10 della frequenza incognita a 10 volte la stessa. Oltre a questi limiti la misura diviene poco agevole perché è difficile, per rilevare la frequenza, contare i punti di tangenza di cui si è detto (figura 43 EF).

Con i due segnali entrambi di tipo sinusoidale le figure di Lissajous che si ottengono sono tutte del tipo detto « a spire chiuse ». Se uno dei due segnali non ha forma sinusoidale (è, ad esempio, a dente di sega) si può sempre conoscere il rapporto delle frequenze, ma le figure si presentano a « spire aperte » e sono di più difficile interpretazione.

L'asse dei tempi

Quando ad un paio di placchette la tensione applicata ha andamento sinusoidale, come sin qui visto, il movimento del punto luminoso non si verifica con una velocità costante nel tempo: ciò in conseguenza della pendenza di questa forma d'onda, pendenza che risulta alta nel tratto centrale e minima in prossimità dei picchi.

Dal momento che la velocità del punto è inversamente proporzionale alla pendenza, è facile dedurre che la velocità stessa, con l'impiego di una sinusoide in funzione di scansione, ha un valore massimo quando il punto passa nella zona centrale dello schermo: ad entrambe le estremità dello schermo, invece, lo « spot » si muove con velocità ridotta.

Se lo scopo che ci si prefigge con lo strumento che utilizza il tubo è quello di osservare un fenomeno (tradotto preventivamente in segnale elettrico) nel suo svolgimento e comportamento nel tempo, è evidente che questo tempo deve trascorrere con andamento uniforme onde valutare le variazioni successivamente verificantesi.

Se anche il tempo è, in certo qual modo, tradotto in traccia visiva grazie al pennello di scansione, è ovvio che la velocità della sua traccia

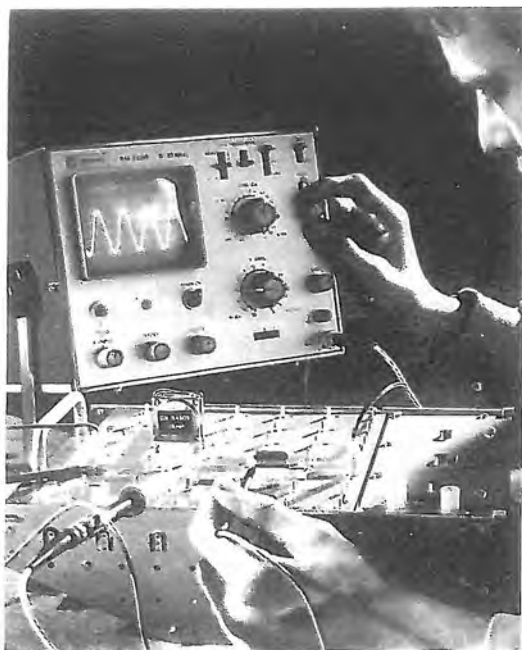


Fig. 44 EF - L'oscilloscopio è lo strumento che utilizza in massimo grado le proprietà del tubo a raggi catodici. Racchiude i circuiti di alimentazione, amplificatori per i segnali ed un generatore di frequenza a dente di sega.

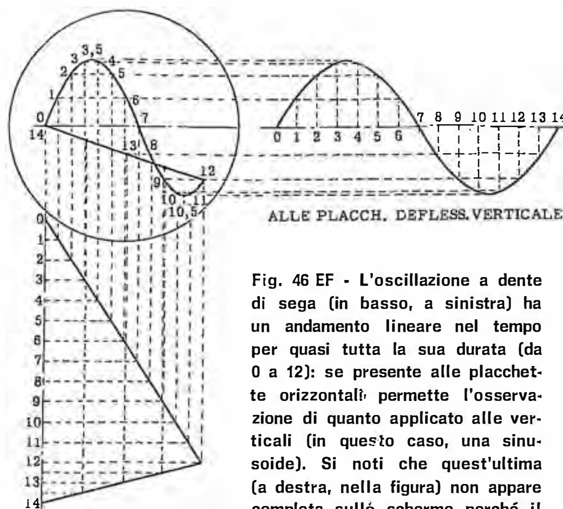


Fig. 46 EF - L'oscillazione a dente di sega (in basso, a sinistra) ha un andamento lineare nel tempo per quasi tutta la sua durata (da 0 a 12): se presente alle placchette orizzontali permette l'osservazione di quanto applicato alle verticali (in questo caso, una sinusoide). Si noti che quest'ultima (a destra, nella figura) non appare completa sulló schermo perché il dente di sega ha bisogno di un tempo discendente (da 12 a 14).

debba essere uniforme, ciò che non è — lo abbiamo testé visto — se ricorriamo per questo scopo ad un'onda sinusoidale. Ecco allora — il lettore lo ha già compreso — il motivo, nell'asse-tempi, di un'utilizzazione della particolare forma del dente di sega che è lineare nell'andamento di quasi tutto il suo svolgersi (tratto da 0 a 12 nella **figura 46 EF**).

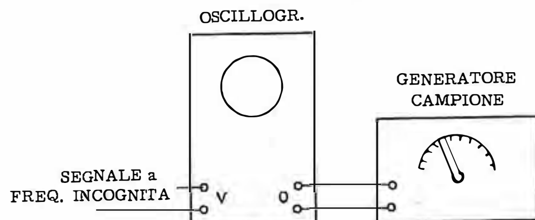


Fig. 45 EF - Non utilizzando l'oscillatore interno dell'oscilloscopio che è inerente alle placchette orizzontali, ma avviando ad esse l'oscillazione prodotta da un generatore tarato in frequenza si può conoscere, in base alle figure formantisi sullo schermo, la frequenza di un altro segnale immesso sull'entrata verticale.

L'oscilloscopio si sta perciò delineando nella sua completa struttura (**figura 47 EF**). Nella figura vediamo citata un'ultima funzione alla quale non si è ancora accennato: la **sincronizzazione**.

La sincronizzazione

Si tratta della necessità, in ultima analisi, di far sì che il segnale che si desidera osservare si ripresenti ripetutamente sullo schermo sempre nell'eguale, identica posizione e forma, ciò che darà l'impressione all'osservatore di un'immagine stazionaria anche se, in realtà, il tutto è una rapida successione di scansioni singole.

Quanto sopra tenendo presente che, nell'oscilloscopio è norma impiegare le placchette di deflessione orizzontale per tracciare il tempo (dente di sega) e quelle di deflessione verticale per far apparire la manifestazione del fenomeno da osservare, che resta così posto in riferimento al tempo.

Supposto che la frequenza di scansione sia eguale a quella del fenomeno da vedere si produrrà un periodo: se il fenomeno da osservare ha frequenza più alta di quella da noi scelta per la scansione, si vedranno più periodi, purché la scansione risulti essere in frequenza un sottomultiplo dell'altra. Non rispettandosi rigorosamente queste condizioni, durante ogni scansione verrà descritta sullo schermo l'immagine di una diversa posizione del segnale da esaminare, per cui la traccia oscillografica non sarà fissa ma si sposterà in senso orizzontale.

Nel caso in cui la differenza tra la frequenza di scansione e quella del segnale non sia rilevante, il movimento laterale dell'immagine risulta lento, tanto da non costituire un ostacolo per l'osservazione, ma se la differenza è notevole lo spostamento è veloce e sullo schermo appare un'immagine così confusa da riuscire completamente indecifrabile.

Facciamo ora un esempio per vedere meglio lo svolgimento del fenomeno, comprendere come da esso derivi la necessità di sincronizzazione tra asse-tempi e segnale in esame, osservare, infine, come la sincronizzazione rimedî all'inconveniente.

Supponiamo che alle placchette verticali del tubo venga applicata una tensione sinusoidale avente frequenza di 50 Hz, così come indicato in alto della **figura 48 EF**.

Per osservare sullo schermo l'immagine stazionaria di un periodo di tale tensione, si applicherà, come si è detto, alle placchette orizzontali una tensione a denti di sega di pari frequenza. Si verificherà quanto la figura 46 EF ana-

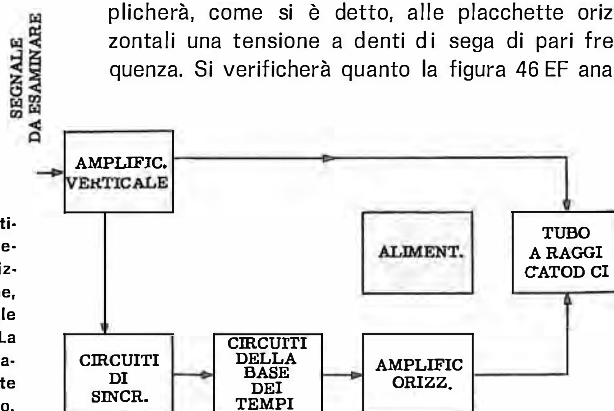


Fig. 47 EF - Settori che costituiscono un oscilloscopio elementare. All'amplificatore orizzontale si può avviare anche, alternativamente, un segnale proveniente dall'esterno. La banda passante dell'amplificatore verticale è determinante per la classe dello strumento.

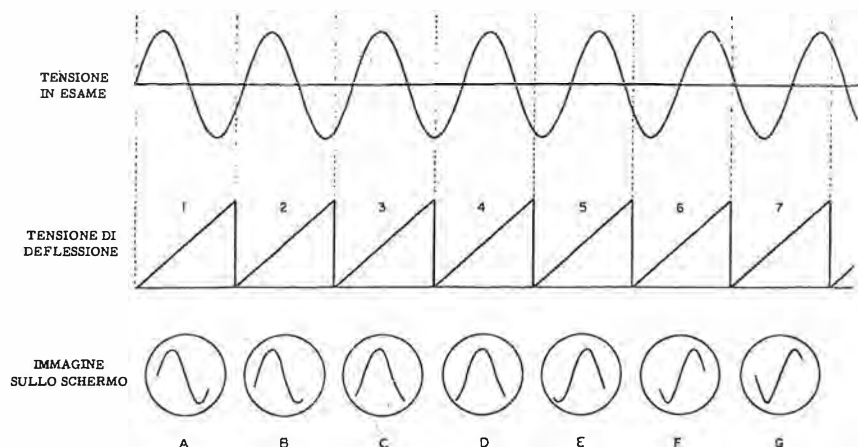


Fig. 48 EF - Se la frequenza della tensione di deflessione, a dente di sega, non mantiene un preciso rapporto con la frequenza della tensione in esame, quest'ultima si manifesta in modo sempre parziale e diverso (non è figura stabile). Per porre rimedio a ciò si devono sincronizzare le due frequenze.

lizza nei tempi progressivi numerati.

Se il generatore della base dei tempi non è stabile, ciò significa che la frequenza del segnale da esso prodotto varia nel tempo. Sia la deriva tale da far aumentare, ad esempio, leggermente la frequenza dell'asse-tempi.

In tali condizioni, il tempo necessario per completare un ciclo intero di deflessione risulta leggermente minore: ciò che avviene allora si può vedere, sempre in figura 48 EF, alla lettera A. Vale a dire che, durante la prima scansione appare sullo schermo una traccia di ampiezza leggermente inferiore ad un periodo.

Dopo un rapido ritorno del pennello (caduta del dente di sega) ha inizio la scansione successiva; essa parte in coincidenza di un punto della sinusoide che sta al disotto dell'asse di simmetria. L'immagine oscillografica si può vedere in B.

La terza scansione inizia quando la tensione del segnale è ancor più negativa, e termina in corrispondenza di un picco della stessa polarità: lo si vede in C.

Nell'istante in cui ha inizio la quarta scansione la fase della tensione di deflessione (vedi D) differisce di 90° da quella del segnale in esame per cui sullo schermo appare un periodo di sinusoide che inizia in corrispondenza del punto del segnale che si trova al massimo potenziale negativo. Si veda, per quanto riguarda le forme d'onda sinusoidali, il caso analogo, di sfasamento 90°, riprodotto in figura 40 EF.

Per le diverse immagini che seguono, e che appaiono sullo schermo in rapida successione, ripetendosi poi tutte periodicamente, vale un discorso del tutto simile.

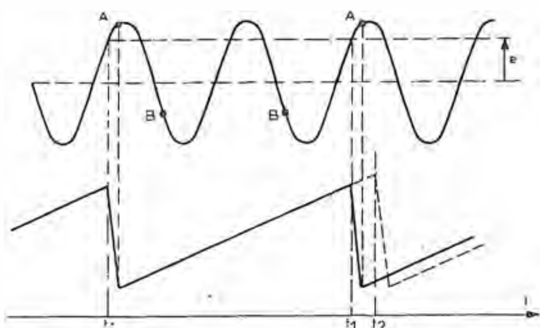


Fig. 48 EF bis - Per ovviare all'inconveniente visibile nella figura di cui sopra bisogna sincronizzare le due frequenze: non è necessario siano pari, ma devono essere in un rapporto stabile. Si stabilisce un livello « e » per l'onda da esaminare al raggiungimento del quale il dente di sega deve iniziare la discesa; quest'ultima avrà termine in coincidenza di A. Si può agire anche sul lato di B.

Si comprende ora come il risultato di quanto sopra sia quello spostamento dell'immagine visibile sullo schermo, da sinistra a destra, di cui si è detto. La velocità di spostamento sarà tanto più alta quanto più grande sarà la differenza tra la frequenza della scansione (dente di sega) e quella del segnale in esame.

Si può dimostrare, in modo analogo, che se la frequenza di scansione varia in senso opposto l'immagine si muove sullo schermo in senso opposto e cioè da destra verso sinistra, anziché da sinistra verso destra.

Per evitare l'inconveniente citato si ricorre allora ad un intervento che automaticamente impedisce la deriva dell'una frequenza rispetto all'altra. La soluzione del problema non è complessa; infatti, basta « agganciare » il generatore della base dei tempi allo stesso segnale da esaminare prelevandone all'uopo una piccola frazione.

Si noti che il generatore di un'onda a dente di sega, quale deve essere appunto quello della base-tempi, non rientra nella categoria degli schemi classici (Hartley, Colpitts ed altri) già visti: questi valgono essenzialmente per la formazione di onde sinusoidali. Vi è un'altra categoria per le onde a dente di sega, quadre, rettangolari, ecc. ed in essa si annoverano circuiti noti come « multivibratori », « oscillatori bloccati », a « rilassamento ».

L'oscillatore è predisposto in modo da subire l'influenza di un apporto esterno (segnale di sincronismo): può essere leggermente variata — in senso utile — la frequenza generata come può anche essere condizionata la generazione stessa, ossia si può far sì che solo la presenza del segnale sincronizzante permetta l'oscillazione.

Osserviamo i due sistemi allo scopo di renderci conto del rispettivo funzionamento e del come la loro applicazione possa influenzare la traccia che appare sul tubo.

Sincronizzazione ricorrente

Quando l'oscillatore a dente di sega dello strumento è del tipo a rilassamento esso rimane in continuo funzionamento e la sincronizzazione col segnale in esame avviene con modifica della sua frequenza: è il primo sistema citato. La sincronizzazione è detta « ricorrente ».

L'intervento è effettuato sul « ritorno » del dente di sega: la **figura 48 EF bis** illustra chiaramente come si svolge l'azione. In funzionamento libero, cioè senza sincronizzazione, il ritorno dovrebbe manifestarsi all'istante « t2 », vale a dire in concomitanza dell'apice (« A ») del segnale entrante; in funzionamento sincronizzato si fa in modo che l'intervento si verifichi un po' prima (istante « t1 ») su di un livello di segnale (« e ») preventivamente fissato. L'inizio del tratto utile del dente di sega, ossia della scansione, si verificherà allora, sempre in coincidenza di « A ».

Si noti che così come è stato esemplificato, l'inizio della scansione si effettua per azione impressa sul fianco in salita: si dice **sincroniz-**

zazione positiva (+); potrebbe essere fatto coincidere col punto « B » e sarebbe una **sincronizzazione negativa** (—). Se si esamina un segnale sinusoidale, come nell'esempio, la differenza non ha molta importanza: lo si vede in **figura 49 EF**. Se però si esamina una forma d'onda diversa, ad esempio impulsiva, che ha picchi impulsivi piccoli e negativi molto pronunciati (**figura 50 EF**) ci si rende conto che con la sincronizzazione positiva si otterrebbe ben poco mentre sul lato negativo l'intervento sarebbe efficace.

Gli oscilloscopi sono muniti — per il motivo testé visto — di commutatore sul comando sincronismo che consente il passaggio dal + al —.

Sincronizzazione agganciata

Vediamo ora l'altro tipo di sincronizzazione, quello che provoca addirittura la presenza o meno dell'oscillazione di scansione: è il più usato perché il sistema precedente, se pur soddisfacente in molti casi, non basta più, oggi che si presenta sempre più di sovente la necessità di esaminare (e quindi, sincronizzare) segnali che variano non solo in ampiezza, ma anche in frequenza.

Questa sincronizzazione, che potrebbe essere definita a « innesco comandato » o ad agganciamento, è chiamata abitualmente col termine originario inglese « triggered ». Qui, come si è detto, il segnale da esaminare non corregge un oscillatore, ma ne provoca l'azionamento; in assenza di segnale applicato non si ha scansione e sul tubo non vi è la traccia orizzontale. Non vi è neanche il solo punto luminoso perché, come vedremo più avanti, esso senza la scansione è estinto.

Quando, però, per l'arrivo del « trigger » si verifica la scansione, il punto (e quindi, il raggio) sono riattivati; ciò vuol dire che il segnale sincronizzante, oltre a dare inizio alla scansione, rende nullo quell'intervento accennato, di cui diremo tra breve, che provoca l'assenza del fascio (cancellazione).

La tensione da esaminare allorché raggiunge un livello predeterminato a scelta, vale a dire un livello di « soglia », che in **figura 51 EF** è indicato con « e » provoca l'oscillazione del dente di sega: siamo all'istante « t1 ».

Per la scelta dell'ampiezza di « e » vi è sempre un comando a disposizione dell'utente, individuabile come « controllo del livello di sincronismo ». Evidentemente, esso fa capo ad un settore di amplificazione apposito.

Il tratto ascendente del dente si sviluppa per tutta la durata (da « t1 » a « t2 ») voluta e prevista in relazione alla frequenza asse-tempi prescelta: nel caso in questione si tratta di una frequenza che risulta essere la metà di quella in esame onde poter osservare due sinusoidi.

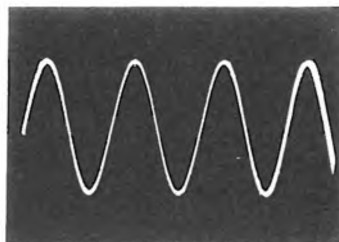
Terminata la sua escursione il raggio deflesso ricade a livello zero, il che è come dire che col « ritorno » del dente cessa l'oscillazione, e infatti, per il temo da « t2 » a « t3 », il punto dopo essersi portato nuovamente alla sinistra dello schermo, non si manifesta. Esso compare nuovamente, per ripetere il tratto ascendente (scansione) all'istante « t3 » che è quello che coincide col valore di soglia voluto (« e » = punto « A »).

Un oscilloscopio per essere completo nelle sue prestazioni deve poter consentire la scelta dei due sistemi di sincronizzazione citati, oltre, ben inteso la scelta tra l'intervento sull'andamento positivo e quello sull'andamento negativo dell'onda da osservare.

Si deve tener conto della sensibilità del « trigger », ossia di quel livello minimo che si richiede per ottenere un'immagine stabile; si deve tener conto anche, della larghezza di banda sulla quale la sincronizzazione può essere esercitata. Valori indicativi in proposito possono essere: sensibilità per altezza di traccia pari a 5 mm (interno) o 100 mV (esterno). Frequenza: da 2 Hz a 20 MHz.

Sincronizzazioni esterne

Esiste poi sempre una posizione di comando che allaccia in funzione sincronizzante la frequenza di rete (50 Hz); è sempre prevista anche la possibilità di far entrare una frequenza sincronizzante esterna. Il vantaggio di quest'ultima combinazione lo si ha nell'impiego in campo televisivo nel quale si ha a che fare con segnali dotati di un proprio, ben preciso segnale di sincronismo: occorre che la base dei tempi dell'oscilloscopio tenga conto della loro presenza e si adegui ai loro tempi.



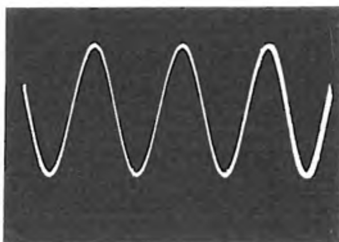
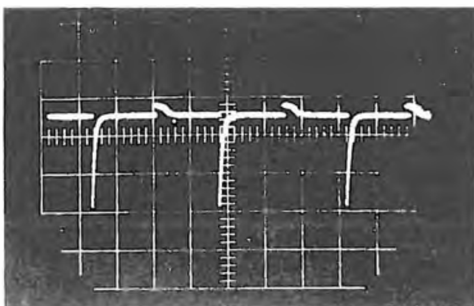


Fig. 49 EF - L'oscillogramma, stabile, si presenterà come nella figura superiore se si sarà agito con sincronizzazione positiva e come nell'altra figura per una sincronizzazione negativa: la differenza, in questo caso non è importante.

Fig. 50 EF - Nell'esame di una forma d'onda che presenti piccoli impulsi positivi ed ampi impulsi negativi, accade che la sincronizzazione con l'asse dei tempi non possa verificarsi sul lato positivo (troppo piccolo): da qui la necessità di una scelta tra sincronizzazione positiva e negativa da adottarsi a seconda delle esigenze.



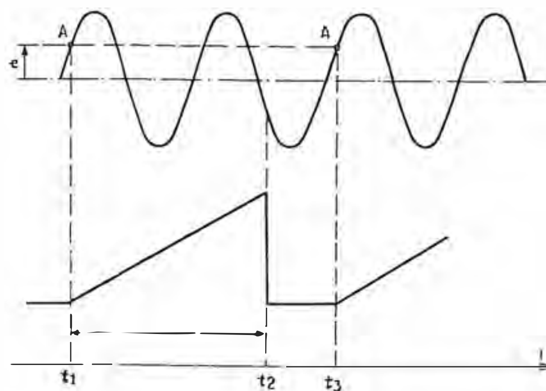


Fig. 51 EF - È la tensione da esaminare che, raggiunto il livello « e » provoca la partenza dell'oscillazione a dente di sega: questa si estingue al raggiungimento di un pari livello negativo e riprende solamente in posizione stabilita, positiva. Tra t2 e t3 non vi è manifestazione di traccia sullo schermo. È il sistema « triggered ».

La cancellazione

Il pennello elettronico, dopo aver tracciato sul tubo la forma d'onda sotto esame, sviluppandola nel tempo da sinistra a destra dello schermo, deve ritornare al punto di partenza per ripetere la stessa operazione, e così di seguito. Sappiamo che è responsabile di questo andamento di base la scansione orizzontale effettuata, per la conseguente linearità, con l'impiego di una tensione a dente di sega; sin qui = tratto ascendente.

Il ritorno al punto di partenza di cui si è ora detto viene fatto coincidere invece col tratto discendente: esso è quindi notevolmente più rapido, come del resto è utile che sia. È logico che anche questo movimento dia luogo ad una traccia luminosa che — stante quanto sopra — comparirà, da destra verso sinistra, come unione dei due punti estremi dell'immagine osservata. Si vede bene questo fenomeno in **figura 52 EF**.

Questa traccia del ritorno non interessa l'osservatore e gli è, oltretutto di impaccio, per cui si è ricorsi ad un accorgimento schematico che la elimina appunto in quanto traccia visibile: si suol dire, che la cancella.

Per ottenere questo risultato si agisce sulla polarizzazione del tubo: si fa in modo che, al momento opportuno (che coincide, ovviamente, con l'inizio del tratto discendente del dente di sega) il fascio elettronico sia interdetto.

Per interdire il fascio si può applicare una tensione negativa adeguata alla griglia di controllo (Wehenelt) del tubo (**figura 53 EF**) oppure, con tensione a polarità opposta, si può agire sul catodo (**figura 54 EF**). La presenza di questa tensione deve manifestarsi per tutto il tempo di durata del tratto discendente del dente di sega.

La stessa tensione di deflessione a dente di sega può essere utilizzata per ottenere il se-

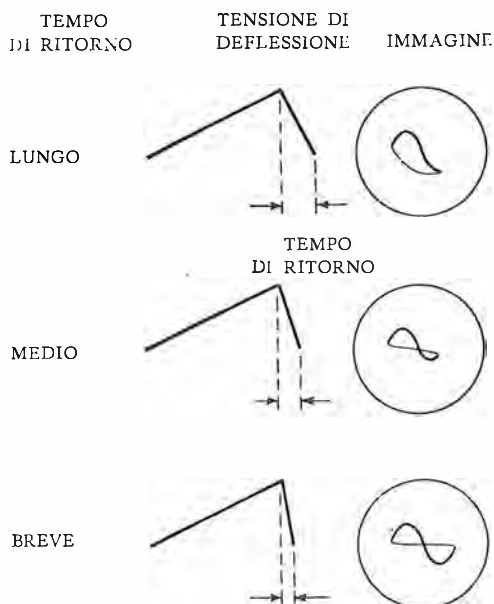


Fig. 56 EF - Gli effetti del tempo di durata della discesa del dente di sega, durante il quale, come si è detto, la traccia scompare dallo schermo, sono visibili nei tre diversi casi prospettati. Evidentemente questo tempo deve essere breve.

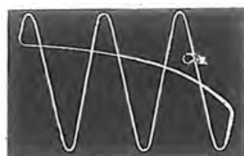


Fig. 52 EF - Giunto al termine della sua scansione (lato destro del tubo) il pennello deve tornare sul lato sinistro per ripetere l'operazione: se non è preso alcun provvedimento questo percorso è visibile sullo schermo.

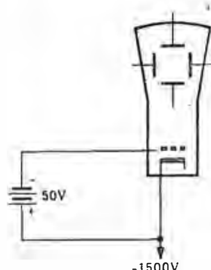


Fig. 53 EF - Per impedire al punto luminoso di manifestarsi sullo schermo, si può polarizzare negativamente l'elettrodo del tubo noto come cilindro di Wehenelt (griglia).

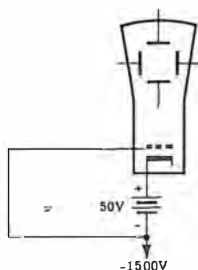


Fig. 54 EF - Anche con una polarizzazione positiva del catodo si può estinguere la manifestazione luminosa sullo schermo del tubo.

gnale di cancellazione; applicata ad un circuito differenziatore RC se ne avrà all'uscita un'onda rettangolare. L'ampiezza di quest'ultima è direttamente proporzionale alla pendenza del fronte posteriore del dente di sega. La **figura 55 EF** è significativa in proposito.

Dal momento che il tempo del ritorno del raggio viene sottratto al tempo di scansione, se si spende una frazione di tempo un po' troppo ampia, l'immagine risulta decurtata, sul lato destro. Ne consegue che se si osserva, ad esempio, la raffigurazione di un solo ciclo, questo non può apparire nel suo intero sviluppo. Si veda a questo proposito la **figura 56 EF**.

Un'altra condizione da soddisfare è che il detto tempo di ritorno equivale ad una frazione costante del tempo di scansione: in caso contrario si avrebbe una progressiva perdita di immagine all'aumentare della frequenza di scansione.

I segnali di cancellazione possono giungere al tubo anche da una sorgente esterna all'apparecchiatura, tuttavia questo è un caso un po' particolare.

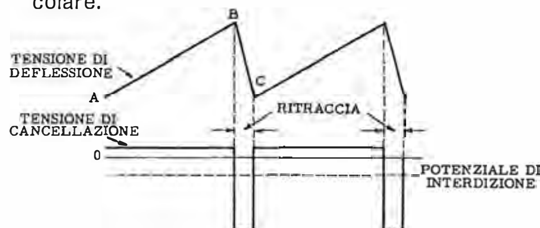


Fig. 55 EF - Creando una tensione impulsiva di interdizione la cui durata d'impulso sia pari al tempo di ritorno del fascio (durata della discesa del dente di sega = B-C) si può utilizzarla su uno degli elettrodi del tubo (a seconda della sua polarità) per « cancellare » la ritraccia.

Amplificazione verticale

La sensibilità propria delle placchette di deflessione di un tubo risulta quasi sempre insufficiente per l'utilizzazione diretta dei segnali; per questo il generatore dei segnali a dente di sega è seguito da un amplificatore per le placchette orizzontali e questo amplificatore prevede spesso, tra l'altro, anche un'entrata di segnale esterno.

Per le placchette verticali è presente sempre un altro amplificatore, le caratteristiche del quale sono di notevole importanza. Se si considera che tutto ciò che deve essere osservato e, al caso, misurato, deve attraversare questo amplificatore, si intuisce subito il perché di questa importanza. La banda passante ha qui un'importanza tale da rappresentare il primo e più evidenziato dato profferto nella presentazione di un oscilloscopio: serve spesso a classificarlo come categoria.

La banda passante dell'entrata verticale è perciò, in considerazione di quanto sopra, il primo dato che occorre accertare in relazione agli impieghi per i quali l'oscilloscopio deve essere pre-

valentemente impiegato. Contemporaneamente è bene sapere la sensibilità, che viene indicata nel modo che vedremo tra breve.

Affinché possa essere « letto » il segnale senza che ne siano variate minimamente le caratteristiche è necessario che lo strumento non comporti alcun assorbimento di corrente. Per questo motivo la sua impedenza d'ingresso deve essere, se non infinita, per lo meno molto elevata: ciò abbiamo visto già a proposito dei voltmetri elettronici. Anche qui il problema è risolto nello stesso modo, ricorrendo all'impiego di transistori ad effetto di campo. L'impedenza d'entrata è solitamente dell'ordine dei Megaohm.

Naturalmente, il guadagno dell'amplificatore deve poter essere comandato nei riferimenti del segnale entrante: se quest'ultimo è a livello alto bisogna ridurne l'ampiezza al fine di evitare saturazione e distorsione. A questo scopo l'entrata è corredata di uno o due attenuatori: solitamente (**figura 57 EF**) uno a regolazione per gradini (commutatore) ed uno a regolazione « fine » (potenziometro).

Dal momento che con l'oscilloscopio si ha spesso a che fare con frequenze alte, le capacità shuntanti presenti nel circuito d'entrata (capacità disperse ed altre) devono essere quanto più piccole possibile. Con l'attenuatore si possono provocare mutamenti di valore di queste capacità che alterano la situazione preesistente e nota, e portano o ad uno smorzamento imprevisto o ad una accentuazione, anch'essa non voluta; per quanto detto, l'attenuatore resistivo deve essere sempre compensato in frequenza affinché il tutto permanga insensibile al valore di frequenza del segnale applicato.

La capacità d'entrata si aggira, di solito, tra i 20 ÷ 30 pF.

Per minimizzare gli effetti di carico apportati dallo strumento e fare in modo che l'informazione letta sia la più precisa ed utile possibile si interpone tra la fonte di segnale e l'entrata dell'oscilloscopio un accessorio apposito detto **sonda**. Viene realizzato in molte versioni ognuna delle quali ha come presupposto un determinato genere di misure. In linea di massima la sonda attua un adattamento di impedenza ideale. Vi sono sonde ad alta e bassa impedenza, passive ed attive: le dimensioni devono essere molto contenute e a volte per la loro costruzione si fa ricorso alla tecnica dei circuiti stampati a strato spesso.

Come si è detto, accanto ai dati della banda passante (che è quella lineare entro — 3 dB), viene spesso enunciata la sensibilità. Si indica, per essa, con quale tensione d'entrata si perviene a spostare (verticalmente) il pennello di 1 cm. Così un oscilloscopio può essere sinteticamente caratterizzato, ad esempio, dalla dicitura « **15 MHz/2 mV** ».

Il settore di amplificazione orizzontale per una gran parte di questi strumenti è meno impegnativo di quello verticale. Le frequenze che possono interessarlo sono, in genere, più basse e la sua linearità può limitarsi, correntemente, ad

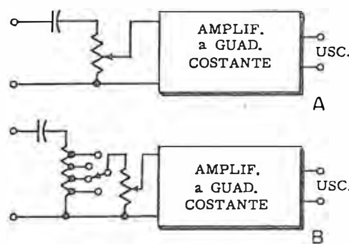


Fig. 57 EF - L'amplificatore posto tra il segnale in arrivo da esaminare e le placchette di deflessione verticale deve potersi adeguare al livello del segnale entrante: vi può essere una regolazione potenziometrica continua (A), ma più spesso (B) vi è anche una regolazione preventiva a scatti corrispondenti ad una taratura di sensibilità.

1 o 2 MHz. Il coefficiente di deflessione può essere pari a quello verticale (ad esempio, 2 mV/cm) ma si trova anche, a volte, 1 V/cm.

I dati testé citati per entrambe le deflessioni corrispondono in pratica alla posizione di partenza di un comando rotativo posto sul pannello frontale dell'oscilloscopio, che può modificarli secondo una taratura (indicata) per adeguarsi ai livelli in giuoco.

Sappiamo che orizzontalmente è una rappresentazione del tempo quella che si sviluppa: è lo strumento stesso che la genera. L'onda a dente di sega che la caratterizza ha una sua frequenza (che può essere variata), il che equivale a dire che la scansione può essere effettuata più o meno velocemente.

Se prendiamo come riferimento una divisione fissa tracciata o presente di proposito sullo schermo (vedi **figura 58 EF**) vedremo che il costruttore ci ha indicato sul pannello a quanto tempo corrisponde quella divisione; in altri termini, anziché indicarci, come avveniva una volta, la frequenza dell'asse-tempi, il costruttore ci segnala la stessa cosa in termini di tempo (microsecondi e millisecondi) speso per coprire il tratto corrispondente ad una precisa suddivisione dello schermo.

Se si vuole sapere, allora, la frequenza del segnale esaminato basta moltiplicare l'entità di tempo che ci indica il commutatore (a seconda della sua posizione) per il numero di suddivisioni che l'onda sotto esame occupa e si ha il tempo totale; dividendo 1 per tale tempo conosceremo la frequenza.

Facciamo un esempio riferendoci ancora alla figura 58 EF: se il commutatore è posto — supponiamo — su 5 µs/div., osservando che un periodo occupa 2 divisioni sullo schermo, si deduce che il tempo (T) è pari a $5 \times 2 = 10$ µs. Con la divisione 1 : T sarà $1 : (10 \times 10^{-6}) = 0{,}1 \times 10^{6} = 1\,000$ Hz.

La scala calibrata, o reticolo, può essere applicata sullo schermo (si tratta in questo caso, di una lastrina di celluloide) oppure può far parte addirittura dello schermo stesso: in quest'ultimo caso si evitano errori di lettura (parallasse) perché le indicazioni sono sullo stesso piano del fosforo.

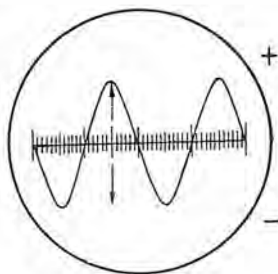




Fig. 58 EF - Un riferimento stabile, graduato, sul fronte del tubo permette l'apprezzamento di valori d'ampiezza e anche di frequenza. Quasi sempre si ha un completo reticolo, molte volte incorporato allo schermo.

La doppia traccia

Poter osservare contemporaneamente la forma d'onda (o l'entità) di un segnale in due diversi punti di un'apparecchiatura è indubbiamente un vantaggio apprezzabile rispetto ad una verifica eseguita in due tempi.

Casi del genere si presentano sempre più di frequente e se ne intuisce l'utilità, ad esempio, nell'esame di un amplificatore di Alta Fedeltà analizzato su uno o più stadi e nell'esame di un televisore a colori in tutti i settori di decodificazione.

Questo è il motivo della diffusione sempre più estesa degli oscilloscopi detti a doppia traccia (**figura 59 EF**).

Per far apparire due tracce sullo schermo si possono seguire, costruttivamente, due impostazioni diverse: una consiste nell'adottare un tubo particolare a « doppio fascio », l'altra nell'avviare i due segnali da esaminare, alternativamente, allo stesso tubo.

Secondo la prima tecnica (**figura 60 EF**) si hanno due canali completi, del tutto indipendenti, per la deflessione verticale: il circuito di deflessione orizzontale è unico. Il cannone può essere unico ma con catodo suddiviso: più frequente il caso di due cannoni distinti. Secondo questa tecnica si costruiscono oscilloscopi dotati anche di dieci o più catodi, con più cannoni, con fascio suddiviso, ecc.; si tratta comunque di modelli molto sofisticati e di alto costo.

Molto più comuni gli oscilloscopi a fascio unico, con commutazione.

Si adottano, generalmente, due metodi. Il primo, che può essere definito **a commutazione** del segnale (« chop mode »), è valido, come ora vedremo, per campi di frequenze basse. La commutazione è opera di un interruttore elettronico (un multivibratore) che, come si vede (C) in **figura 61 EF**, introduce il segnale dell'una o dell'altra entrata; agisce con rapidità: quasi sempre con frequenza tra 100 e 250 kHz. Il risultato della sua azione è l'apparizione di entrambi i segnali sotto forma di una traccia intervallata da brevi interruzioni che corrispondono (vedi figura) all'apparizione dell'altra traccia, e viceversa.

Quando la frequenza di commutazione è molto più alta della frequenza dell'asse-tempi, il numero di trattini è alto: per esempio, se la commutazione è a 100 kHz, come si è detto, e la frequenza orizzontale è ad 1 kHz, ciascuna traccia orizzontale sarà costituita da 100 trattini; ciò si traduce visivamente in una riga formata da molti punti. Se poi, la frequenza di scansione è ancora più bassa si vede, in pratica, una riga ininterrotta.

Il fenomeno contrario (pochi tratti per traccia) che deriva dall'uso necessario di una frequenza asse-tempi alta per l'esame di frequenze alte, fa sì che questa soluzione non sia valida in tali contingenze. Si ricorre, allora, al metodo **alter-**



Fig. 59 EF - Si diffondono sempre più gli oscilloscopi a doppia traccia, anche nel tipo portatile. Essi apportano vantaggi apprezzabili, specialmente per ciò che si riferisce al guadagno di tempo nel riscontro in settori diversi di segnali interdipendenti.

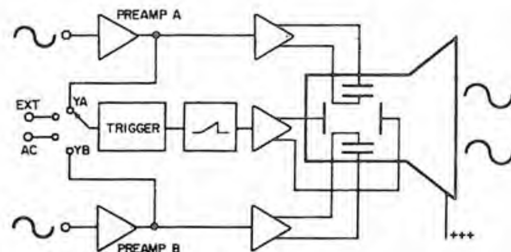


Fig. 60 EF - I due segnali da esaminare incontrano ciascuno un proprio, completo canale di amplificazione sino alla coppia di placchette verticali che è doppia anch'essa. L'asse dei tempi è unico e può essere sincronizzato con uno dei segnali, con la rete o con altra fonte esterna. Il tubo è di particolare costruzione.

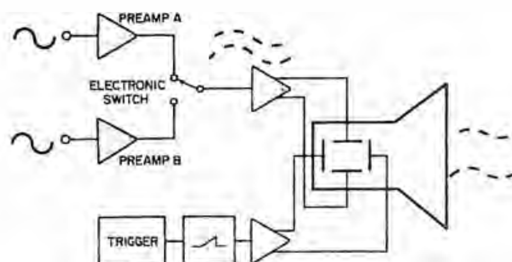


Fig. 61 EF - I due segnali, previa preamplificazione (ed eventuale attenuazione) propria, si inoltrano alternativamente all'amplificatore, unico, verticale: il tubo quindi è del tipo normale. È il commutatore elettronico C (che commuta a frequenza piuttosto elevata) che smista i segnali la cui traccia, nell'assieme è frazionata nel tempo e nella manifestazione.

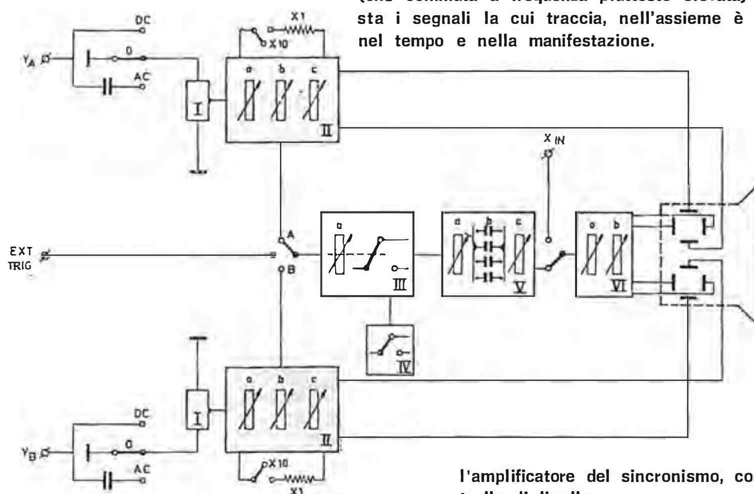


Fig. 62 EF - Uno schema simile a quello della figura 60 EF con indicazione dei diversi comandi messi a disposizione. I è l'attenuatore calibrato cui fa seguito II amplificatore con a, b, c (bilanciamento, attenuatore continuo, spostamento verticale). III è l'amplificatore del sincronismo, con a, controllo di livello.
IV è un particolare separatore sincro per quadro TV. Per la base dei tempi (V) si ha: a, b, c (stabilità, velocità spazzolamento calibrato, spazzolamento a variazione continua). Infine VI = amplificatore orizzontale con a, b (attenuatore continuo, spostamento orizzontale).

nativo (« alternate mode »).

Si commuta l'applicazione della base dei tempi, ciò che porta alla raffigurazione completa di una traccia (entrata 1) e, successivamente, alla raffigurazione completa dell'altra traccia (entrata 2). La selezione delle entrate è comandata dal settore del dente di sega.

A scansione con velocità bassa una traccia inizia già a sparire mentre l'altro canale non è ancora visibile: di conseguenza, il sistema non è pratico per basse frequenze.

Si può concludere, in proposito, che i due sistemi (« chope » e « alternate ») sono complementari nel senso che il primo è valido per le frequenze basse ed il secondo per quelle alte: negli oscilloscopi di progetto accurato sono presenti entrambi i metodi.

In **figura 62 EF** riassumiamo l'assieme dei comandi e delle funzioni che abitualmente si riscontrano in un oscilloscopio a doppia traccia: si noti che il modello illustrato è del tipo a due cannoni indipendenti. I due canali verticali, identici, presentano una commutazione in ingresso che predispone l'entrata di un segnale con componente continua, solo in alternata (inserimento del condensatore in serie) ed un annullamento d'entrata (connessione a massa dell'entrata).

Varie categorie di oscilloscopi

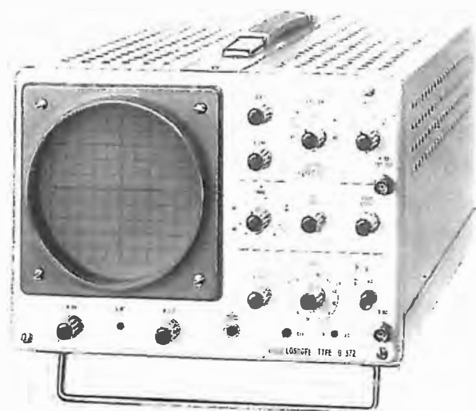
Ci sembra superfluo sottolineare l'importanza e l'utilità di disporre di un oscilloscopio da parte di chi, a vario titolo, ha a che fare con l'elettronica. I vantaggi che possono derivare da un suo impiego — specialmente se l'utente ha dello strumento e dell'uso la debita conoscenza — sono fuori discussione, tanto che si può collocarlo ad un grado di necessità pari a quello del multimetro o « tester ».

Lo strumento è, per forza di cose, pur sempre un po' costoso per cui l'acquisto deve essere ben ponderato. Determinante deve essere il campo di applicazione, immediata e futura, e ciò sia per evitare future manchevolezze quanto per evitare la presenza di caratteristiche che, elevando il costo, non sarebbero tuttavia mai sfruttate.

I fabbricanti dispongono di modelli che si differenziano proprio sulla base delle considerazioni ora esposte. Si può dire che esiste una prima categoria che limita alquanto la banda passante (tipi ad 1 MHz ed altri a 3 o 5 MHz), traccia unica e tubo generalmente da 3 pollici (75 mm): sono previsti per l'impiego con sole frequenze basse. Se con un oscilloscopio la cui banda passante arrivasse ad 1 MHz si misurassero 5 volt picco/picco a frequenza di 5 MHz (un valore molto comune in TV), molto probabilmente si leggerebbe 1 volt.

La categoria che segue vede certamente i modelli più richiesti e diffusi (**figura 63 EF**). Si tratta dei tipi con banda passante 0-10 o 0-15 MHz, monotraccia o bitraccia. La loro equivalenza di caratteristiche è dovuta al fatto che si tratta dei tipi studiati per l'impiego in campo taratura, controllo e riparazione TV.

Fig. 63 EF - Oscilloscopio tipico, caratterizzato da una banda passante di 10 MHz e da una sensibilità di 2 mV_{pp}/cm; è a traccia unica, giustificata tuttora in molti impieghi dell'elettronica industriale, della bassa frequenza, del « servizio » radio/TV. Un modello analogo viene costruito a doppia traccia, con banda di 15 MHz e sensibilità di 1 mV/cm.



Tutta la gamma che viene dopo è improntata alle esigenze dei laboratori di progetto (**figura 64 EF**) e di ricerca. Si perviene ad una banda dell'ordine del gigahertz, a dotazioni di memorie digitali nonché alla visualizzazione contemporanea di forme e valori logici che vengono registrati.

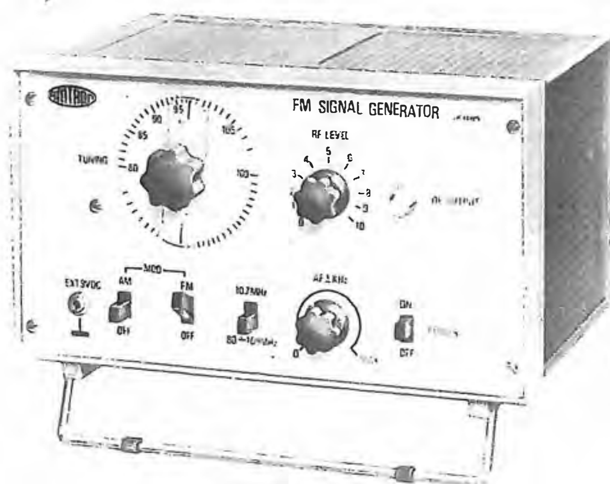
Fig. 64 EF - Secondo una particolare tecnica costruttiva l'oscilloscopio è formato da due unità abbinabili (qui, affiancate, per montaggio su « rack »): molte combinazioni di unità diverse sono possibili, ciò che evita di dover mantenere inoperanti altrettanti oscilloscopi per misure che possono comunque usufruire di gran parte dello strumento.



Un cenno meritano anche i piccoli portatili (**figura 65 EF**) che come tali, possono estendere l'utilità di questa preziosa apparecchiatura. Infatti, previsti per una alimentazione autonoma con batteria ricaricabile (5 ore di funzionamento continuo per il tipo illustrato) per il loro peso ridotto (1,8 kg) e per le esigue dimensioni possono accompagnare dovunque il classico « tester ».

Fig. 65 EF - Oscilloscopio portatile, per « servizio ». Misura 86 × 135 × 190 mm. Banda passante di 5 MHz; sensibilità 10 mV. È costruito anche a doppia traccia.





Un generatore di segnali a modulazione di frequenza

Praticamente, tutti i radioricevitori per radiodiffusione sono dotati, oggi, della gamma di ricezione delle emittenti a modulazione di frequenza. La precisa taratura dei circuiti accordati di entrata e di Media frequenza è un fattore molto importante ai fini degli ottimi risultati qualitativi che il sistema offre. Il tecnico può trovare, nello strumento che qui si descrive, la soluzione più interessante e più conveniente — tecnicamente assai valida — per dotarsi di un'attrezzatura che consenta di effettuare con sicurezza tutte le operazioni del caso.

Caratteristiche

La necessità di effettuare l'allineamento delle sezioni di alta e media frequenza negli apparecchi radio è basilare per chiunque abbia a che fare con problemi di messa a punto di ricevitori.

Questo generatore è costruito secondo uno schema che garantisce buona stabilità in frequenza con uscita a bassa impedenza grazie al prelievo sull'emettitore. È dotato di un circuito oscillante a frequenza variabile per coprire la gamma tra gli 80 ed i 109 MHz, ed uno a frequenza fissa per l'allineamento dei circuiti in media frequenza a 10,7 MHz.

La modulazione può essere effettuata in frequenza a 400 Hz, oppure in ampiezza a 1 000 Hz. Quindi, è facile distinguere il segnale modulato in frequenza da quello in ampiezza data la differenza della nota.

Si può anche introdurre una modulazione mista per avere un'idea della reiezione della modulazione di ampiezza da parte degli stadi a frequenza intermedia e dello stadio rivelatore.

La variazione periodica della frequenza di accordo del circuito oscillante principale è ottenuta usando un diodo a capacità variabile.

Metodi di allineamento

Ci sono tre metodi correntemente usati per allineare i circuiti in modulazione di frequenza, sia per quanto riguarda il convertitore che i circuiti in frequenza intermedia.

Il **primo** metodo comporta l'uso di una strumentazione relativamente economica, ossia un generatore a modulazione di ampiezza ed un voltmetro elettronico.

Il **secondo** metodo richiede l'uso di apparecchiature più sofisticate come un generatore a frequenza modulata come quello che presentiamo, ed un oscilloscopio, od un voltmetro elettronico.

Un **terzo** sistema, il più sofisticato, richiede l'uso di un generatore « sweep marker ».

Prima di parlare del lavoro di allineamento vero e proprio, devono essere fatte alcune osservazioni in generale riguardanti i vari passi dell'operazione.

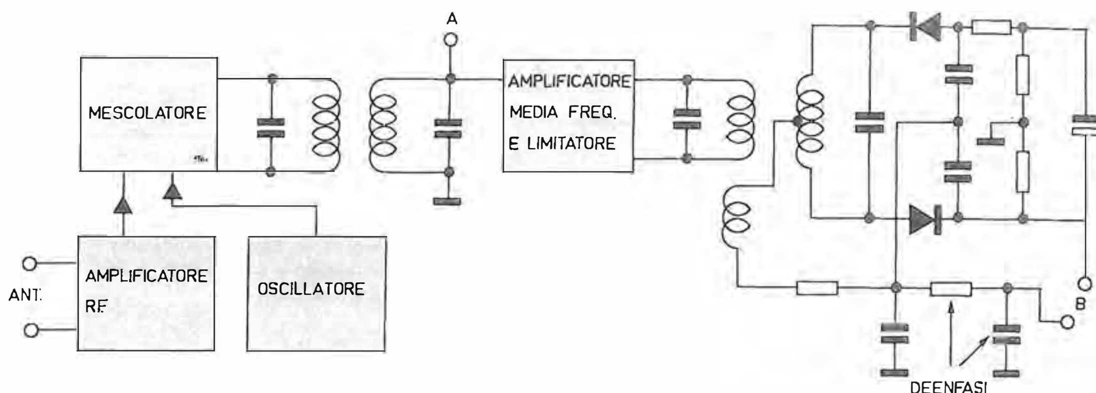
Molti costruttori sono del parere che il rivelatore (sia esso un discriminatore od un rivelatore a rapporto) debba essere allineato per primo. Questa operazione è seguita di solito da un allineamento completo degli stadi a media frequenza.

Infine, viene allineato il blocco di radio frequenza e relativo convertitore.

Spesso la sezione a frequenza intermedia ed il rivelatore sono allineati con una sola operazione, in dipendenza dal tipo del circuito, dalla disponibilità dei punti di misura, e dalle preferenze individuali.

In genere le istruzioni per l'allineamento sono riportate nei libretti di uso e manutenzione degli apparecchi radio di produzione industriale.

Fig. 66 EF - Schema a blocchi di un sintonizzatore per ricezione delle emissioni a modulazione di frequenza. Disponendo di un ricevitore tarato si può utilizzarlo, come è detto nel testo, per mettere a punto il Generatore. Quest'ultimo sarà connesso al punto A mentre tra B e massa si inserirà un voltmetro con almeno 20 000 ohm per volt di resistenza.



Impiego per la Media F.

Riportiamo in **figura 66 EF**, lo schema generale a blocchi di un sintonizzatore a modulazione di frequenza. Il ricevitore in questione può essere sia a valvole che a transistori. In questo schema il rivelatore è del tipo discriminatore a rapporto.

Il sistema di allineamento con generatore AM e voltmetro elettronico in pratica non è mai usato. Ciò specialmente per il fatto che ciascun trasformatore di media frequenza deve essere allineato ad una frequenza leggermente diversa dai 10,7 MHz, e questo per ottenere la desiderata larghezza di banda per mezzo della parziale dissintonizzazione dei vari stadi.

Una determinata larghezza di banda è necessaria per ottenere una resa audio completa e libera da distorsioni, ed eventualmente una buona decodifica dello stereo multiplex.

Anche se le frequenze dei vari stadi sono specificate dal costruttore (per esempio i tre trasformatori sono sintonizzati il primo a 10,75 MHz, il secondo **a** 10,67 ed il terzo a 10,7 MHz), accade che un normale generatore a modulazione di ampiezza non consente di apprezzare, sul suo quadrante, differenze così piccole.

In senso assoluto il miglior modo di allineamento richiederebbe l'uso di un generatore « sweep » con relativo « marker », che rende possibile la visualizzazione sullo schermo di un oscilloscopio della forma effettiva della banda passante degli stadî ad alta frequenza, a frequenza intermedia nonché la curva di risposta del rivelatore.

Il generatore che presentiamo si trova ad un livello intermedio di prestazione in quanto permette un corretto allineamento per la massima uscita facendo uso di una vera modulazione di frequenza.

Il rendimento del rivelatore si può verificare controllando che la forma dell'onda in uscita sulla presa audio del rivelatore ripeta nel modo più fedele possibile la forma d'onda della modulazione, che grazie al particolare tipo di oscillatore di bassa frequenza adottato per la modulazione, risulta all'entrata una sinusoide eccezionalmente pura.

La banda di variazione di frequenza del generatore è sufficiente a coprire la larghezza di banda passante della maggior parte dei sintonizzatori.

Insieme alla modulazione di frequenza a 400 Hz si può sovrapporre sulla portante anche una modulazione di ampiezza a 1 000 Hz che, se gli stadî a frequenza intermedia ed il rivelatore dell'apparecchio sotto esame non eliminano adeguatamente, si rivelerà sullo schermo dell'oscilloscopio come un'ondulazione sovrapposta che deformerà la forma sinusoidale ottenuta con la sola modulazione di frequenza.

Tale deformazione si potrà constatare sull'oscilloscopio collegato come in **figura 67 EF**, alla quale ci richiamiamo per la procedura.

Procedura

Il generatore deve essere disposto sulla frequenza di 10,3 MHz.

Tarare L1 ed L3 per la massima uscita ed L2 per la massima simmetria; la massima simmetria si ottiene regolando L2 secondario del rivelatore; la massima ampiezza si ottiene regolando L1 ed L3 e le altre che precedono.

Regolare L4, L3, L5 ed L6 secondo questo ordine. Si dovrà agire su tali elementi di taratura con ripetuti progressivi ritocchi fino a che non sia stato ottenuto il migliore dei risultati.

Ogni volta che la tensione sinusoidale a 400 Hz che si osserva allo schermo dell'oscilloscopio tenderà ad uscire dai limiti del tubo, si dovrà ovviamente riportarla a più piccole proporzioni attenuando nella dovuta misura il « volume » del ricevitore, la sensibilità dell'oscilloscopio ed il segnale uscente dal generatore.

Durante l'esecuzione d'allineamento il segnale d'uscita del generatore deve essere sempre abbastanza piccolo in modo da non provocare l'entrata in funzione del controllo automatico di sensibilità, quando esso esista. È buona regola però, disattivare sempre, preventivamente, l'A.G.C.

Al termine dell'allineamento degli stadî di media frequenza, prima di iniziare la taratura degli stadî di alta frequenza, sarà opportuno controllare i limiti di reiezione dei segnali AM.

Infatti, quando si tratta di un circuito demo-

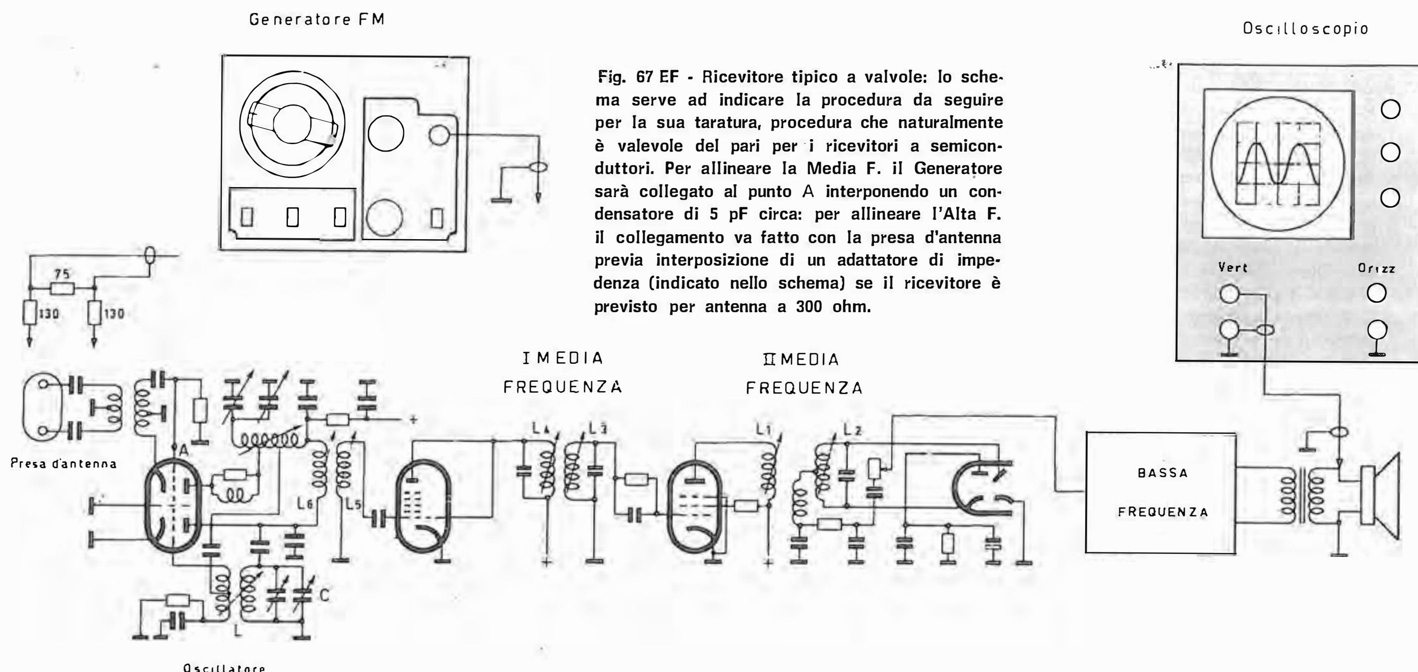


Fig. 67 EF - Ricevitore tipico a valvole: lo schema serve ad indicare la procedura da seguire per la sua taratura, procedura che naturalmente è valevole del pari per i ricevitori a semiconduttori. Per allineare la Media F. il Generatore sarà collegato al punto A interponendo un condensatore di 5 pF circa: per allineare l'Alta F. il collegamento va fatto con la presa d'antenna previa interposizione di un adattatore di impedenza (indicato nello schema) se il ricevitore è previsto per antenna a 300 ohm.

dulatore del tipo a « discriminatore », che ha la proprietà di rivelare sia la modulazione di frequenza che d'ampiezza, esso viene fatto precedere da uno o più stadî limitatori d'ampiezza che, se il segnale modulato di frequenza è di sufficiente ampiezza, taglia le componenti AM rendendo il ricevitore sensibile, entro certi limiti, alle sole modulazioni di frequenza.

Per controllare tali limiti includere la modulazione AM del generatore. Sulle creste della sinusoide si noterà un frastagliamento dovuto al segnale a 1 000 Hz; esso dovrà essere quanto meno ampio possibile.

Impiego per la Alta F.

L'allineamento delle sezioni a radio frequenza è simile a quello usato per la modulazione di ampiezza.

La maggior parte dei circuiti accordati sono ad accordo singolo, con la curva ad un solo picco, e quindi richiedono soltanto di essere sintonizzati per la massima uscita. Questo rende le cose più semplici che per gli stadî a frequenza intermedia.

L'allineamento degli stadî in alta frequenza non può essere eseguito se gli stadî a media frequenza non sono perfettamente allineati.

Inoltre, se esiste un controllo automatico di guadagno sugli stadî di alta frequenza, esso deve essere disattivato prima di intraprendere l'allineamento.

Dato che la sensibilità dei moderni ricevitori si aggira intorno al microvolt, è essenziale che l'attenuatore funzioni fino a tensioni di uscita in radio frequenza molto basse, e soprattutto è necessaria un'ottima schermatura dei circuiti interni rispetto allo spazio esterno. In questo generatore lo scopo è raggiunto grazie al contenitore completamente metallico e all'assenza

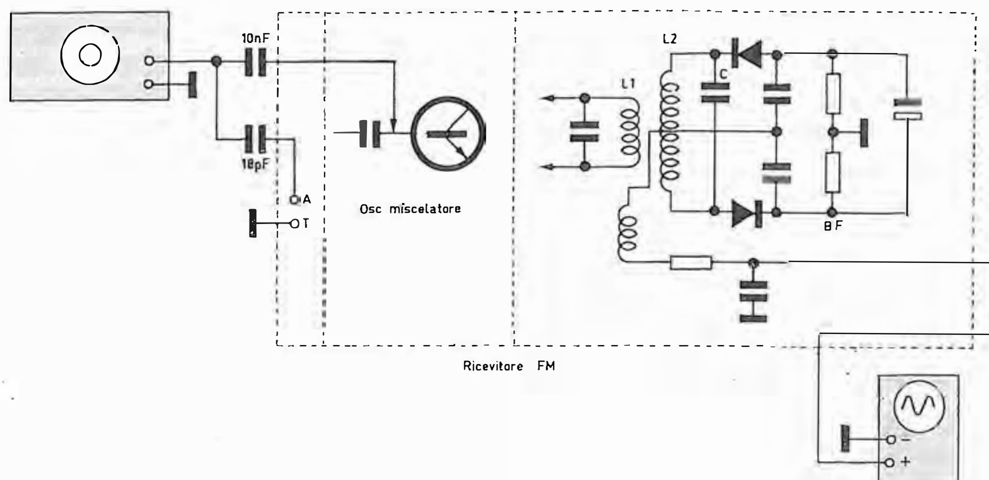


Fig. 68 EF - Collegamenti degli strumenti ed indicazione delle induttanze da tarare in un ricevitore FM a semiconduttori: per gli stadî di Media Frequenza vale l'indicazione nonché quanto esposto per lo schema a valvole (figura precedente). In queste operazioni l'impiego dell'oscilloscopio rivela tutta la sua utilità e superiorità.

del cordone di rete che di solito costituisce un veicolo molto pericoloso di irradiazione.

La prova deve essere fatta a tre frequenze (90, 98, 106 MHz). Nel caso ci siano delle stazioni che trasmettono entro la larghezza di banda del « tuner », bisogna provvedere a che tali stazioni non interferiscano nell'esecuzione della prova.

Siccome l'uscita della radiofrequenza dal Generatore avviene su un'impedenza di 50 Ω, nel caso di entrate nel ricevitore che presentino impedenze diverse, bisogna prevedere una rete di adattamento dell'impedenza.

I punti di misura per verificare l'allineamento del « tuner » sono gli stessi usati per l'allineamento delle sezioni a frequenza intermedia.

Siccome si è premesso che gli stadî a frequenza intermedia siano già perfettamente tarati, si usa lo stadio a media frequenza come amplificatore fisso.

All'uscita audio sarà sufficiente collegare un voltmetro elettronico e tarare per la massima uscita, tenendo conto che bisogna ottenere l'obiettivo del massimo guadagno senza però distorcere o restringere la banda passante. Per eseguire l'allineamento, usare la seguente procedura.

Procedura

Sintonizzare la scala parlante su 106 MHz e posizionare il generatore FM sulla stessa frequenza.

Aggiustare tutti i « trimmer » della sezione oscillatore per la massima uscita, ripetendo l'operazione dopo aver abbassato il livello del segnale di ingresso.

Aggiustare tutti i « trimmer » delle sezioni a radiofrequenza disposti in parallelo al condensatore variabile di sintonia, per la massima uscita. Il numero di punti di regolazione dipenderà dal numero degli stadî in alta frequenza posseduti dall'apparecchio in prova.

Tenere conto che in certi apparecchi l'aggiustaggio di un « trimmer » influenza l'accordo degli altri, quindi bisogna procedere ripetutamente all'aggiustaggio di tutti i « trimmer », oscillatore compreso, fino a raggiungere la massima approssimazione della resa ottimale.

Porre la scala parlante su 90 MHz ed aggiustare la bobina dell'oscillatore per la massima resa. Se la bobina non dispone di nucleo regolabile agire sulla spaziatura delle spire.

Aggiustare nello stesso modo tutte le altre bobine di radiofrequenza.

Le operazioni vanno ripetute fino a 5-6 volte, se necessario.

Se è necessario un notevole aggiustaggio delle bobine, bisogna ripetere l'operazione sui « trimmer » alla frequenza di 106 MHz, finché non è più possibile ottenere un aumento della resa sia tarando a 90 che a 106 MHz.

Come si vede, un ricevitore a modulazione di frequenza non è un apparecchio che si possa mettere a punto semplicemente con pinza e cacciavite.

La taratura di un ricevitore a valvole dovrebbe essere ripetuta almeno ogni anno, in conseguenza dell'invecchiamento delle valvole, mentre per un'apparecchio a transistori non c'è questa necessità.

UN SECONDO ESEMPIO

A titolo di esempio, mostriamo in **figura 68 EF** la disposizione degli strumenti usati per eseguire la taratura di un altro ricevitore a modulazione di frequenza, questa volta, a semiconduttori.

Il generatore FM è collegato alla base del transistore oscillatore-mescolatore, ed il commutatore delle frequenze è disposto su 10,7 MHz.

L'oscilloscopio è collegato all'uscita audio del rivelatore a rapporto o del discriminatore.

Procedura

Si comincia con l'effettuare la regolazione del rivelatore, regolando L1 per la massima ampiezza ed L2 per la migliore forma d'onda.

In seguito si regolano gli stadî a frequenza intermedia procedendo a ritroso e regolando sia per la massima uscita che per la migliore forma d'onda riducendo via via il livello di uscita del generatore per non sovraccaricare il rivelatore.

In teoria la banda passante degli stadî in frequenza intermedia dovrebbe essere di almeno 180 kHz per la modulazione di frequenza e di almeno 260 kHz per la stereofonia multiplex.

Con il generatore collegato alla presa di antenna si provvede quindi a tarare gli stadî oscillatori e di alta frequenza, inserendo sempre l'antenna fittizia e la rete di adattamento dell'impedenza.

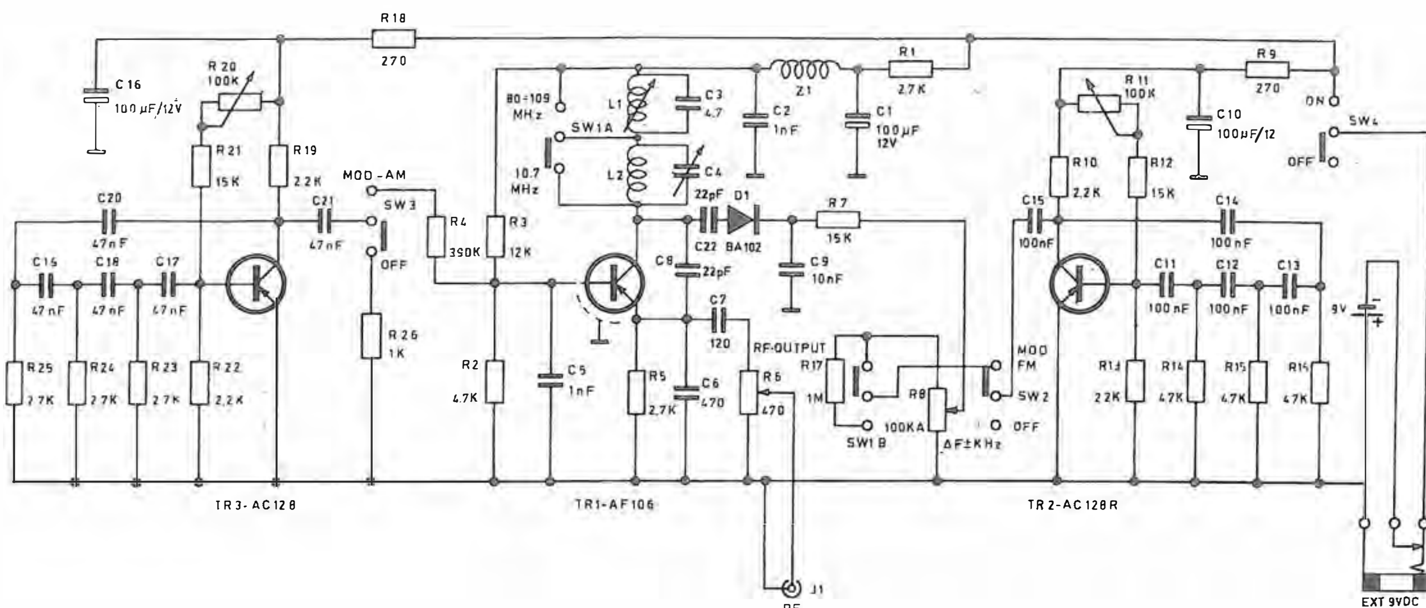
Se gli stadî in frequenza intermedia sono stati ben tarati, la forma dell'onda di uscita non cambierà, e quindi basterà tarare per la massima uscita.

Si controlla quindi la reiezîone per la modulazione di ampiezza sovrapponendo nel generatore l'oscillatore a modulazione di ampiezza a quello a modulazione di frequenza. Controllare quindi che la nota corrispondente alla frequenza di 1 000 cicli non compaia all'uscita.

Se il ricevitore è di buona qualità e la regolazione del rivelatore è stata fatta in maniera corretta, questo deve senz'altro avvenire.

Siccome quasi tutti i produttori di ricevitori allegano allo schema dell'apparecchio le istruzioni per la taratura, conviene senz'altro attenersi a queste per avere il migliore risultato finale.

Ricordarsi sempre che un'ottima taratura è la migliore garanzia di un buon ascolto, sempreché tutti gli altri componenti del ricevitore siano nelle migliori condizioni.



Lo schema elettrico

Fig. 69 EF - Lo schema del Generatore vede un oscillatore Colpitts (con Tr1) per l'alta frequenza e due oscillatori a rete di sfasamento per la generazione dei segnali, a frequenza fissa, modulanti (Tr3 e Tr2). L'uscita è a disposizione sulla presa J1.

Lo schema elettrico consta di tre sezioni distinte (**figura 69 EF**).

Un oscillatore di alta frequenza provvede alla funzione di V.F.O. e di oscillatore a frequenza fissa a 10,7 MHz. Tale oscillatore è modulato in frequenza da un generatore a frequenza acustica (400 Hz) che agisce su un diodo a capacità variabile (D1).

Inoltre, c'è un altro generatore a frequenza acustica (1 000 Hz) che effettua la modulazione in ampiezza dell'oscillatore principale, agendo sulla base del transistore oscillatore.

I due tipi di modulazione possono essere applicati contemporaneamente.

L'oscillatore di alta frequenza è del tipo Colpitts. In questo tipo di oscillatore, la reazione positiva si ottiene mediante un divisore capacitivo, qui costituito dalle capacità C6 e C8.

Il circuito oscillante di accordo è sistemato al collettore, mentre la tensione di uscita in alta frequenza si preleva sulla resistenza di emettitore.

La sintonia del V.F.O. si ottiene mediante il circuito accordato formato da L2 e C4.

La frequenza fissa a 10,7 MHz si ottiene mediante il circuito accordato L1-C3. In questo circuito l'induttanza è regolabile per ottenere il centraggio sull'esatta frequenza desiderata.

Lo spazzolamento è ottenuto applicando una tensione variabile a D1. Tale tensione è prodotta dall'oscillatore di modulazione, ed è parzializzata dal potenziometro R8 per regolare la banda di spazzolamento.

La modulazione a 400 Hz per lo spazzolamento è ottenuta per mezzo del transistore Tr2 montato in un circuito a rete sfasatrice.

In questi oscillatori la reazione necessaria a mantenere l'oscillazione è assicurata da una rete di sfasamento a resistenza capacità, qui formata da C11-R14, C12-R15, C13-R16. Ciascuna delle tre sezioni provoca uno sfasamento di 60°; la somma dei tre sfasamenti è appunto lo sfasamento di 180° necessario per la reazione che, come è noto, deve essere in fase con il segnale all'ingresso, mentre l'amplificatore inverte la fase.

Il condensatore C14 trasferisce allo sfasatore il segnale di reazione che dovrà ritornare in base.

Questo oscillatore, in perfette condizioni di equilibrio elettrico non dovrebbe teoricamente oscillare, ma basta la minima perturbazione, come la stessa accensione, per provocarne l'innesco. L'unica condizione per il mantenimento dell'oscillazione, qui come in tutti gli oscillatori (lo abbiamo visto), è che il guadagno dell'amplificatore sia maggiore dell'attenuazione introdotta dalla rete di sfasamento.

La frequenza di oscillazione non è determinata da massimi o minimi della trasmissione del filtro, ma esclusivamente dal fatto che l'oscillazione si mantiene alla frequenza in cui lo sfasamento della rete è esattamente 180°.

Il vantaggio degli oscillatori a RC nelle basse frequenze sta nel fatto che i tradizionali oscillatori LC dovrebbero usare induttanze molto grandi, costose ed ingombranti.

Il potenziometro semifisso R11 serve a variare la polarizzazione fissa della base in modo da scegliere il punto di lavoro del transistore per una migliore linearità ed un migliore innesco dell'oscillazione.

L'oscillatore per la modulazione di ampiezza funziona nella stessa maniera di quello sopradescritto, ma i componenti sono scelti per un funzionamento alla frequenza di 1 000 Hz.

La rete sfasatrice è composta dai gruppi R25-C19, R24-C18, R23-C17, mentre il potenziometro semifisso R20 regola il punto di lavoro.

L'uscita della radiofrequenza, modulata o no, avviene attraverso l'attenuatore R6 e la presa coassiale J1. Un filtro formato da C1-Z1-C2 impedisce dispersione di radiofrequenza.

Parte meccanica

Il generatore è disposto in un elegante contenitore. La linea è moderna e funzionale. Questo contenitore è completamente metallico e quindi costituisce un'efficace schermatura contro le fughe di radiofrequenza che, non essendo controllate dall'attenuatore, danno origine ad errate interpretazioni, specie per apparecchi radio molto sensibili.

Il pannello frontale reca tutti i dispositivi di manovra necessari e porta, serigrafate, tutte le indicazioni per un corretto uso dei comandi. Tali comandi sono inoltre fissati tutti al circuito stampato, dimodoché per il montaggio non è quasi necessario far uso di cablaggi.

Il condensatore variabile di sintonia è del tipo a sbalzo con variazione lineare della capacità, supporto ceramico e lamine argentate.

Gli unici accessori fissati direttamente al quadro sono la presa coassiale di uscita e la presa « jack » per la batteria esterna.

Il contenitore è completamente scomponibile nei suoi sette elementi per facilitare l'ispezione interna e le eventuali riparazioni.

Montaggio

Il lavoro principale di montaggio consiste nella preparazione del circuito stampato e nella corretta disposizione sullo stesso dei componenti.

Tutte le fasi e tutte le singole operazioni sono minutamente descritte nel testo che accompagna il materiale (kit).

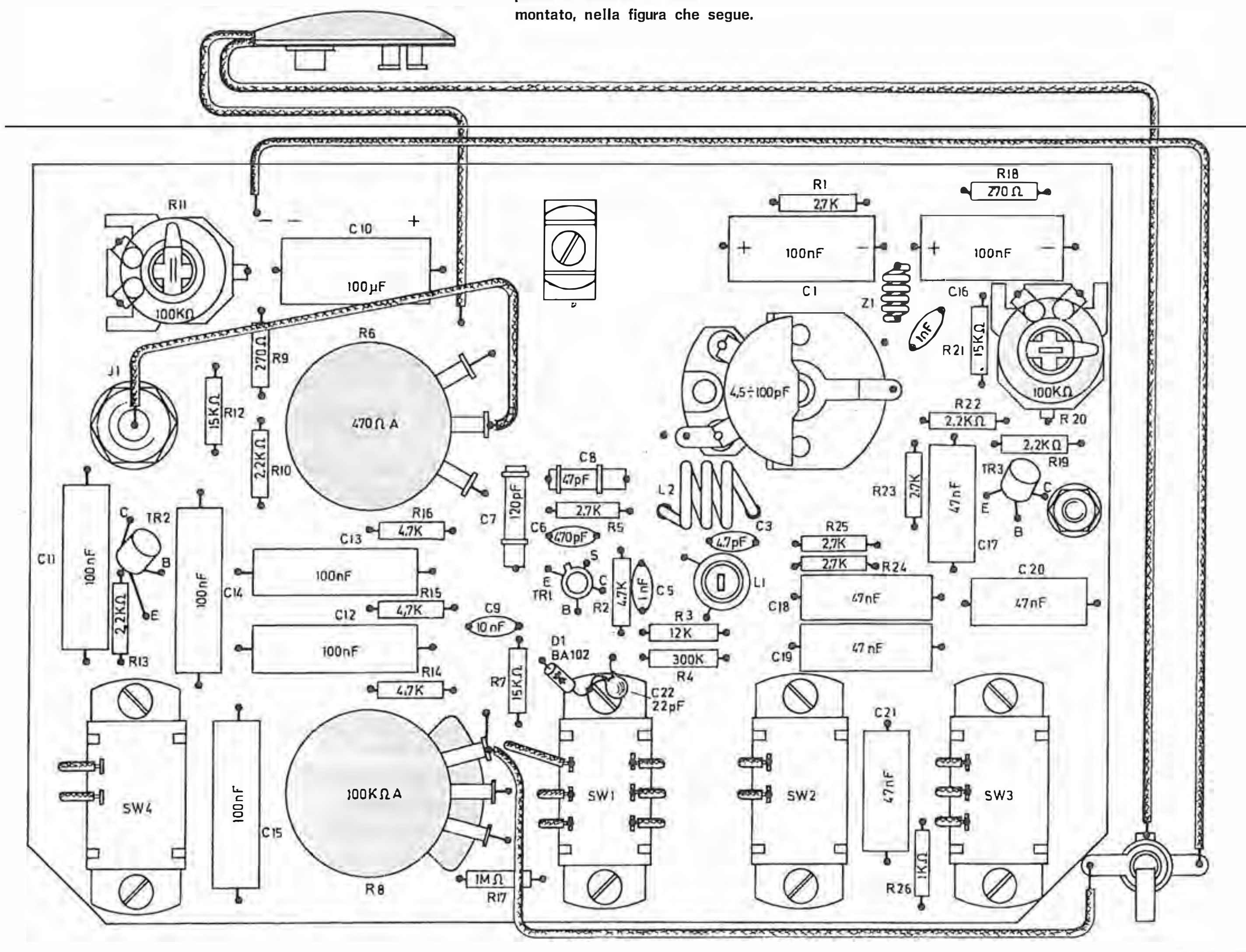
Taratara

Si può effettuare la taratura dell'oscillatore a frequenza variabile in due modi:

1) per confronto con la scala parlante di un ricevitore a modulazione di frequenza, della cui taratura ci si possa fidare;

2) mediante un ondametro ad assorbimento. Tale metodo è senz'altro più preciso, ma richiede apparecchiature più sofisticate e costose.

Fig. 70 EF - Disposizione dei componenti sull'unica basetta a circuito stampato: sono individuabili i pochi conduttori flessibili, aggiuntivi. La piastra reca, stampate, la sagomatura e le sigle delle parti. Si osservi il tutto montato, nella figura che segue.



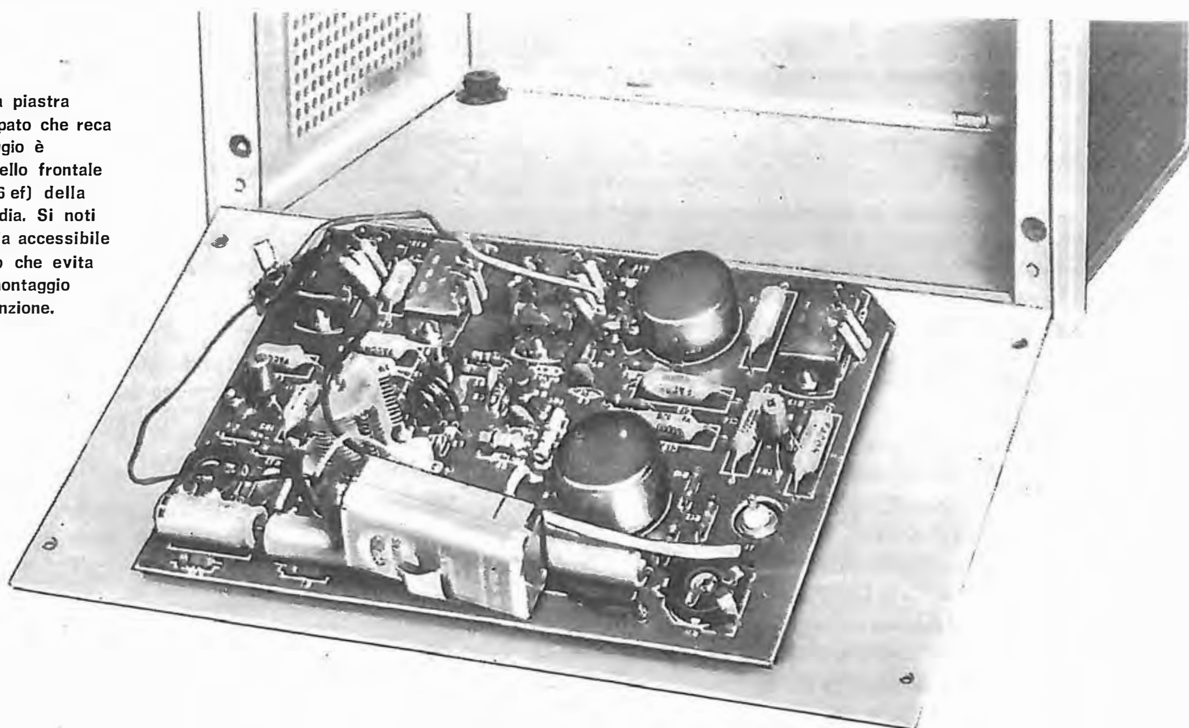


Fig. 71 EF - La piastra a circuito stampato che reca tutto il montaggio è fissata al pannello frontale (vedi pagina 26 ef) della cassetta - custodia. Si noti come il tutto sia accessibile e razionale, ciò che evita difficoltà nel montaggio e nella manutenzione.

Per prima cosa bisogna però verificare il perfetto funzionamento dei generatori di modulazione in bassa frequenza.

A tale scopo collegare un oscilloscopio o, se non si dispone di questo strumento, una cuffia, alle uscite dei generatori di bassa frequenza. Se tutto funziona perfettamente si vedrà sull'oscilloscopio un segnale sinusoidale della frequenza di 400 Hz per il modulatore in frequenza e di 1 000 Hz per il modulatore in ampiezza. Nella cuffia si udirà la corrispondente nota.

I punti di collegamento per la verifica sono i contatti centrali dei commutatori SW2 per la FM ed SW3 per la AM. Tali commutatori devono essere in posizione di modulazione esclusa.

Il ritorno si fa attraverso il positivo generale.

In caso di non corretto funzionamento regolare i « trimmer » R11 per la FM ed R20 per la modulazione di ampiezza. Disponendo dell'oscilloscopio regolare finché la forma dell'onda risulti perfettamente sinusoidale.

Assicuratisi in questo modo del perfetto funzionamento dei modulatori, si può passare alla taratura della sezione di alta frequenza.

Descriviamo il sistema che fa uso di un ricevitore, che, pur essendo meno preciso, è più economico ed alla portata di tutti.

Facciamo riferimento alla figura 66 EF già citata.

Collegare il Generatore al punto **A** disponendo in serie un condensatore da 10 nF che funzionerà da antenna fittizia.

Collegare tra il punto **B** e massa un « tester » da almeno 20 000 Ω per volt.

Inserire la modulazione di frequenza, disporre l'attenuatore di uscita a circa 1/3 della sua corsa, ed R8 a circa 1/4 della sua corsa; disporre SW1 sulla posizione 10,7 MHz e regolare il nucleo di ferrite di L1 fino alla massima indicazione del « tester », facendo uso di un cacciavite antinduttivo.

Ripetere la prova per un segnale di ingresso maggiormente attenuato.

Collegare ora il Generatore alla presa di antenna del ricevitore inserendo un condensatore da 18 pF che funzionerà da antenna fittizia; portare SW1 in posizione 80-109 MHz.

Ripetere la prova per almeno tre frequenze diverse, ad esempio 88, 98, 108. Se le posizioni dell'indice differiscono da quelle segnate sulla scala parlante del ricevitore, agire sulla spaziatura delle spire di L2.

Tenere conto che avvicinando le spire la frequenza del Generatore diminuisce in quanto aumenta l'induttanza. Viceversa allontanando le spire la frequenza aumenta.

Lo spostamento delle spire va fatto con molta precauzione e poco per volta in modo da non uscire di campo. È questo un sistema che, eventualmente, consente di ampliare, di proposito, la gamma, estendendola verso le frequenze più alte.

Per l'esecuzione della taratura abbiamo prescritto l'inserimento di un condensatore in funzione di antenna fittizia. Tale condensatore nei valori consigliati (10 nF per la media frequenza e 18 pF per l'alta frequenza) va sempre inserito anche per l'uso normale indipendentemente dalla rete di adattamento di impedenza che si renda necessaria.

Per l'esecuzione delle misure e della taratura dello strumento, bisogna comunque escludere il controllo automatico di sensibilità del ricevitore.

Effettuata la taratura dello strumento si può procedere alla chiusura del contenitore.

L'ELETTRONICA

IN 30 LEZIONI - TEORIA E PRATICA

Registrazione

25





UK 88
Telephon-System




RADIO - TRANSISTORI - CIRCUITI INTEGRATI - Hi-Fi - ANTENNE - TRASMISSIONE - APPLICAZIONI VARIE

Rivista culturale per la formazione professionale - Spedizione a tariffa ridotta editoriale - Pubblicità — 70 % - Lire 350

Registrazione



Fig. 1 GH - L'oscilloscopio a raggi catodici è senza dubbio lo strumento più veloce nella rappresentazione dell'andamento di un fenomeno: per conservarne la traccia si suole fotografare lo schermo del tubo e ciò è possibile anche col sistema « polaroid » a sviluppo istantaneo.

Poter fare in modo che dello svolgimento nel tempo di un fenomeno fisico qualsiasi rimanga una traccia permanente — analizzabile, di conseguenza, anche in tempi successivi e ripetutamente — è esigenza molto frequente in numerosissimi casi. Questi derivano assai spesso da imperativi di misura e controllo, di confronto ed accertamento, di verifica e conteggio, ma possono nascere anche da necessità ricreative, didattiche, ecc.

Le sentite necessità di cui sopra, ed altre ancora, come vedremo, possono essere soddisfatte ampiamente, con apparecchiature che genericamente vanno sotto il nome di **registratori.**

Alla base del funzionamento di questi apparecchi sta, anzitutto, un dispositivo capace di tradurre la natura (e le grandezze) del fenomeno osservato in corrispondenti segnali elettrici. A questa prima attuazione operativa fa seguito quasi sempre un'amplificazione ed un'elaborazione che terminano nella traduzione del segnale in segno o forma ben definita, quasi sempre — come si è detto — permanente.

Più specificatamente, all'inizio (ripresa o lettura) ed alla fine (registrazione o riproduzione) del procedimento si riscontrano componenti che sono strettamente legati alla tecnica opportunamente prescelta. Questa tecnica, in vista dei fenomeni e dei risultati può infatti essere di natura **meccanica, ottica** o **magnetica**: molte volte mezzi e componenti dell'una e dell'altra tecnica sono presenti assieme nell'apparecchiatura usata.

È evidente che, a seconda dei fenomeni da registrare la sezione iniziale (trasduttore) di un registratore varia ampiamente; così come è evidente che la sezione finale (visualizzatore, stampatore, incisore, tracciatore, ecc.) varia anch'essa a seconda del tipo di traccia che si desidera.

In alcuni casi — e sono quelli che qui tratteremo più ampiamente — sono molto correnti anche gli apparecchi idonei al procedimento inverso, e cioè quelli che dalla traccia registrata risalgono al fenomeno iniziale riproducendolo nella sua primitiva manifestazione. La registrazione discografica e la registrazione magnetica (dei suoni ed ora, anche delle immagini) sono i due esempi più popolari e noti di questa possibilità.

Registratori di misura

Osserviamo, comunque, prima i registratori che possiamo definire **di misura**.

Essi si rendono necessari in laboratorio e nell'industria, e si distinguono in « analogici » e « digitali ». I primi possono essere galvanometrici, potenziometrici, magnetici, oscillografici, mentre i digitali si basano, o anch'essi sulla magnetizzazione, oppure su « memorie » statiche.

Una caratteristica molto importante dei registratori in genere sta nella loro possibile velocità di responso: se il mezzo che crea la traccia è un mezzo meccanico non si possono registrare fenomeni che si svolgono con frequenza (andamento nel tempo) più elevata di quella che il dispositivo meccanico, per sua stessa natura (si pensi all'inerzia), è in grado di seguire. Si comprende come in tali contingenze sia necessario ricorrere al pennello a fascio elettronico — ineguagliabile sotto questo aspetto — la cui traccia (oscilloscopio), ai fini della registrazione può essere, al caso, fotografata (**figura 1 GH**).

Il principio sul quale si basano i registratori

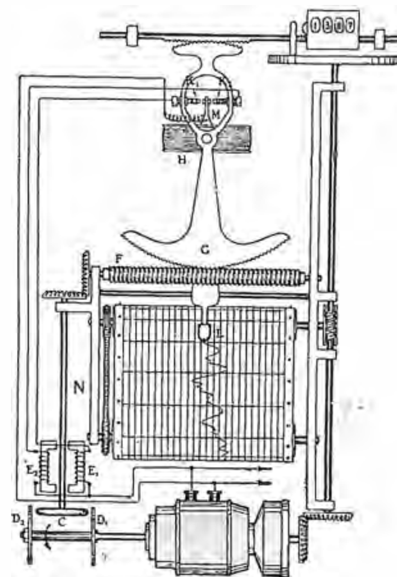


Fig. 2 GH - Strumento registratore con traccia scritta. La linguetta M solidale con la bobina galvanometrica H è mossa dalle variazioni della quantità da misurare: si chiude il circuito di uno degli elettromagneti E1-E2: l'albero N deflette. La frizione C va in contatto con D1 o D2 e costringe F alla rotazione. Sia G che L eseguono un corrispondente movimento mentre si svolge il nastro di carta.

galvanometrici è quello stesso dello strumento omonimo: lo spostamento indotto in funzione del segnale traduce in traccia scritta le variazioni (**figura 2 GH**). L'altezza della traccia, che di norma è concretizzata su di un nastro di carta, può

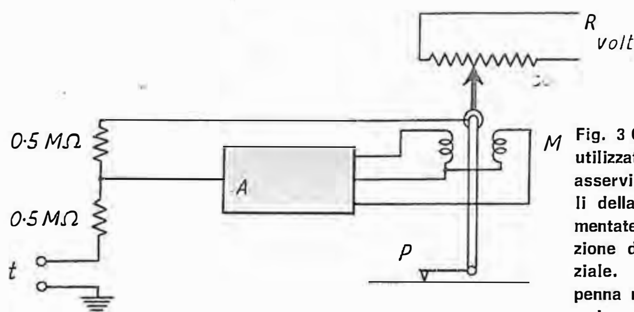


Fig. 3 GH - L'amplificatore A è utilizzato ai fini di un sistema asservito. Le due sezioni eguali della bobina mobile sono alimentate da correnti in opposizione dall'amplificatore differenziale. Per correnti eguali la penna non si muove e così accade quando la tensione di riferimento R letta dal cursore di un potenziometro è a pari valore (ma, di segno contrario) a quella d'entrata (t). Se t aumenta, si ha sbilanciamento nelle due sezioni, ciò che costringe il cursore (e la penna) a spostarsi ad un nuovo pareggio, lasciando la traccia del suo movimento.

raggiungere i 25 cm. Il funzionamento è piuttosto lento, tanto che non si possono superare, di massima, segnali a frequenza più elevata di 0,2 Hz.

Nei tipi potenziometrici (**figura 3 GH**) il segnale creato dal trasduttore d'entrata trova, a sua contrapposizione, un segnale eguale, generato internamente allo strumento stesso grazie ad un rivelatore di zero e ad un servomeccanismo. In definitiva, il valore che si registra è dato dalla posizione del dispositivo di equilibrio.

La velocità di trascrizione (1,5 m al secondo) è migliore di quella dei galvanometrici: anche qui la traccia può assumere un'altezza di 25 cm; la frequenza in questo caso è di 0,8 Hz. Se però si limita l'altezza di traccia a 5 cm si possono raggiungere gli 8 Hz.

Quando il mezzo tracciante ha meno massa ed è quindi più leggero, la frequenza possibile (banda passante) aumenta: è il caso degli oscillografi del tipo di cui a **figura 4 GH** che possono arrivare a 120 Hz. Sono tuttavia, anch'essi piuttosto lenti: al massimo, 10 cm al secondo e, inoltre — ma ciò ha meno importanza — non trascrivono tracce più alte di 4 cm circa, ciò però consente di abbinare nella stessa struttura più dispositivi registranti, affiancati (sino ad otto o dieci vie). La loro robustezza è maggiore di quella dei tipi già citati, la loro precisione è minore (non sono asserviti), il loro approntamento per l'impiego è più rapido, il loro costo è più basso.

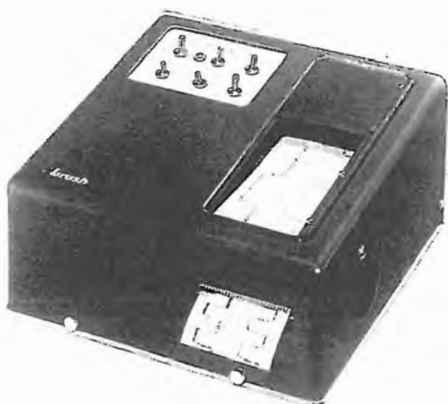


Fig. 4 GH - Oscillografo elettromagnetico a penna, a due equipaggi. In questi tipi il magnete è permanente e la bobina — che è mobile — porta direttamente la penna scrivente che può essere ad inchiostro, termica o elettrica. Spesso si adotta il principio del servocomando secondo quanto visto per i potenziometrici.

Se anziché una scrittura diretta della traccia si chiede ad un equipaggiamento galvanometrico il solo movimento, lo stesso può rispondere a frequenze molto più alte (nell'uso pratico, ad esempio, sino a 6 000 Hz). Del movimento usufruisce uno specchio che, colpito da un fascio di luce riflette lo stesso come punto luminoso traducente l'andamento del segnale entrante. La possibilità di lasciare la traccia nasce in questo caso dall'impiego di carta sensibile alla luce: un nastro di tale carta si muove in funzione del tempo mentre il pennello luminoso lo impressiona fotograficamente. La larghezza della carta può raggiungere i 30 cm e su di essa si arriva a collocare, se necessario, ben 24 vie; il suo defilamento può raggiungere i 2,5 m al secondo.

La grandezza elettrica da registrare (conseguente, come si è detto, al fenomeno iniziale di qualsiasi natura esso sia) può essere fatta pervenire — previa amplificazione e trattamento della forma — ad un avvolgimento (**figura 5 GH**) che crei un campo magnetico. Se in questo campo viene fatto scorrere un nastro di materia plastica sul quale sia stato deposto un sottilissimo strato di ossido di ferro, si trasferisce su quest'ultimo un'induzione, permanente, che — si comprende — rappresenta un valore memorizzato dell'informazione iniziale.

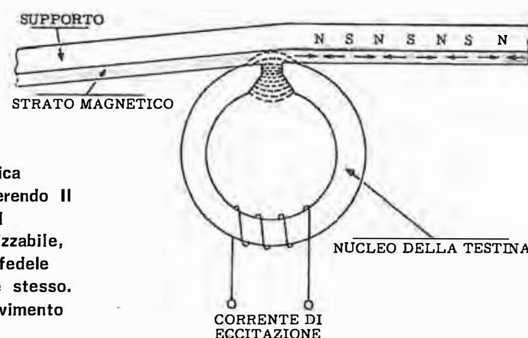


Fig. 5 GH - La testina magnetica è un elettromagnete che, trasferendo il flusso creato dalla corrente del segnale ad uno strato magnetizzabile, vi lascia una magnetizzazione fedele alle caratteristiche del segnale stesso. Il nastro scorre, ed il suo movimento rappresenta l'asse del tempo.

Il lettore ha già individuato nel procedimento accennato il noto principio sfruttato dai registratori magnetici così diffusi ed accessibili. Nell'applicazione che potremmo definire professionale, a parità di principio si aggiungono varianti tecniche che meglio corrispondono alle esigenze di registrazione delle misure e dei dati. Così, ad esempio, la registrazione può essere diretta ma può essere conseguente anche, ad una modulazione di frequenza.

Nel primo caso il vantaggio risiede nella possibilità di accettare un'ampia gamma di frequenza; tuttavia, un inconveniente è costituito dal rumore di fondo che limita il segnale registrabile dal lato delle frequenze basse. Queste, in linea di massima, non possono scendere sotto i 100 Hz.

Nel secondo caso (modulazione di frequenza) tutte le frequenze basse possono essere registrate sino a zero, vale a dire sino alla corrente continua. Il lato delle frequenze alte però risulta limitato fortemente, anche sino ad un decimo di quanto possibile con la registrazione diretta.

Si possono suddividere questi tipi di registratori di misura in due grandi categorie in considerazione delle caratteristiche tecniche e del prezzo.

I più elaborati hanno un limite superiore di frequenza di 2 MHz per registrazione diretta e di 500 kHz con la modulazione di frequenza: vi sono modelli sino a 14 piste contemporanee.

Il grosso della produzione è basato sulla seconda categoria, ove si possono collocare apparecchiature ad 8 o 4 piste con gamma sino al 65 kHz (da 500 Hz) nella registrazione FM. Questi dati si riferiscono ad una velocità di scorrimento del nastro, di 38 cm al secondo: scendono notevolmente per velocità inferiori, sino a 4 kHz (da 100 Hz) e 150 Hz (dalla continua) rispettivamente, per velocità di 1,2 cm/s.

Registratori fonici

La registrazione applicata a campi al di fuori della misura è ben nota nelle sue manifestazioni che si compendiano nell'industria del disco, in quella del cinema ed in quella dei registratori magnetici per uso ricreativo.

Nel primo caso si tratta dell'applicazione di un principîo meccanico e negli altri due di un principîo magnetico.

Tuttavia, è opportuno ricordare che nel cinema l'inizio (ci riferiamo ben inteso alla parte sonora) è avvenuto secondo un sistema foto-ottico. I migliori risultati del procedimento magnetico hanno poi indotto all'abbandono della colonna sonora fotografica: oggi si sta però profilando la rivincita — se così si può dire — della tecnica ottica. Grazie alla luce coerente del fascio laser stiamo per assistere infatti ad uno sviluppo di incisione-lettura che con caratteristiche di prim'ordine si indirizza anche, come vedremo, al campo fonografico.

Occupiamoci ora di quest'ultimo settore con l'intento di concluderne l'argomento mediante un'illustrazione dei procedimenti innovativi, quelli del laser, appunto.

IL FONOGRAFO

Il fonografo, secondo il suo principîo d'invenzione e le sue prime realizzazioni, non ha alcun riferimento né con l'elettricità, né tantomeno (il primo esemplare risale a più di 100 anni fa) con l'elettronica. Si trattava in sostanza di una pura e semplice trascrizione meccanica.

Se un mezzo vibrante viene messo in grado di lasciare una traccia, si potranno osservare in modo permanente lo sviluppo e le variazioni di questa traccia qualora essa venga deposta — ad esempio — sulla superficie di un cilindro rotante **(figura 6 GH)**.

Supposto che la traccia non sia semplicemente espressione grafica (solo scritta) ma si concreti in un segno di natura meccanica (incisione), qualora si rifaccia l'operazione con lo stesso mezzo (punta incidente) si perviene a ricreare la vibrazione del mezzo vibrante non altrimenti eccitato: in altre parole, se quest'ultimo è allo stato di riposo, perde questa sua condizione e vibra in maniera identica a quella verificatasi all'atto dell'incisione.

Su questa iscrizione e lettura si basava il primo fonografo. Il principîo, si noti, non è per nulla diverso neanche ora, anche se le operazioni per attuarlo sono state favorite dalle tecniche e dalle tecnologie successive.

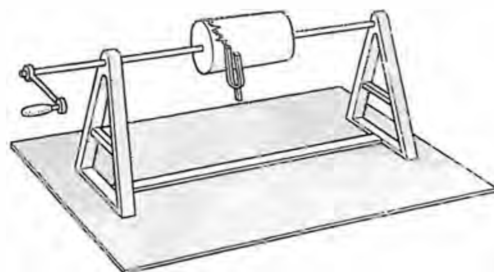


Fig. 6 GH - Qualsiasi oggetto vibrante (qui, un diapason) se dotato di mezzo scrivente può lasciare un'immagine delle vibrazioni (lo abbiamo già visto per i registratori di misura) purché si provveda a spostare con regolarità nel tempo, il punto della manifestazione grafica.

Il mezzo vibrante era, allora, una membrana solidale con una puntina di acciaio: la traccia (solco) veniva creata su di un sottile foglio metallico avvolgente il cilindro; la voce — perché della sua registrazione si trattava — perveniva alla membrana tramite un cono concentratore.

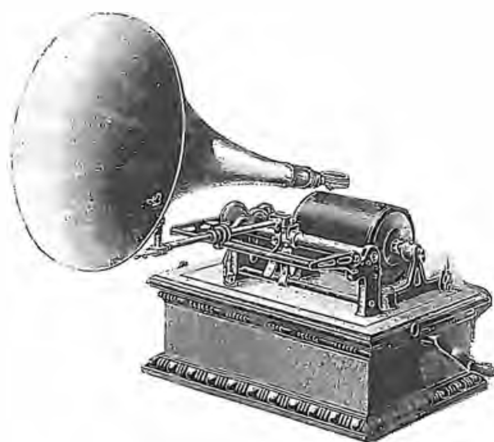


Fig. 7 GH - Seguendo il principio abbozzato nella figura precedente è stato creato il primo fonografo del quale si osserva qui un'esecuzione già un po' elaborata. La traccia è nella realtà un'incisione più o meno profonda, nel senso indicato dalla doppia freccia riprodotta qui sotto.

↕

Naturalmente, terminata una rotazione del cilindro la puntina doveva avere innanzi a sé sempre una zona vergine: per ciò si provvedeva a traslare meccanicamente l'assieme cono-membrana-puntina montandolo su di una vite senza fine. Il movimento aveva inizio ad una estremità del cilindro per avere termine all'altra estremità: si creava così sul cilindro una lunghissima spirale.

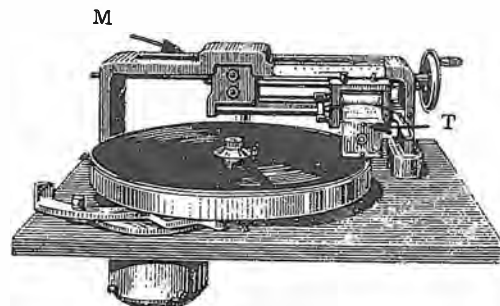


Fig. 8 GH - Il disco fu, a seguito del tamburo, il mezzo destinato ad accogliere l'informazione perché più pratico ed efficiente. Il meccanismo per incidere oltre alla rotazione del disco stesso deve provvedere alla traslazione tangenziale mediante vite senza fine (M) di una testina (T) dotata di puntina di incisione, vibrante.

Ad incisione effettuata la puntina riportata all'inizio della spirale, ripercorrendo il solco da essa stessa tracciato trasferiva alla membrana (ed al cono) le vibrazioni relative alla voce che in effetti aveva creato e modulato il solco.

Più tardi, il cilindro di stagnola fu sostituito da un cilindro di cera **(figura 7 GH)**, con notevole



Fig. 9 GH - Ecco uno dei primi fonografi. Il motore per la rotazione del disco è del tipo con carica a molla, la puntina è solidale ad un «diaframma» (di mica) la cui vibrazione genera il suono, avviato ad una tromba per un'amplificazione acustica: non vi è ancora nulla di elettrico, né di elettronico.

diminuzione del rumore dovuto all'attrito, ma con minore durata utile dell'incisione. Fu solo qualche anno dopo che il cilindro venne sostituito da un vero e proprio disco (**figura 8 GH**) che conserva tuttora lo stesso aspetto.

Il passaggio all'incisione del solco sulla superficie piana del disco comportò una rilevante modifica nella struttura meccanica dell'assieme di lettura (**figura 9 GH**) e, ovviamente, anche in quello di incisione (**figura 10 GH**).

Il successivo, determinante progresso tecnico fu dovuto all'introduzione di principî e sistemi

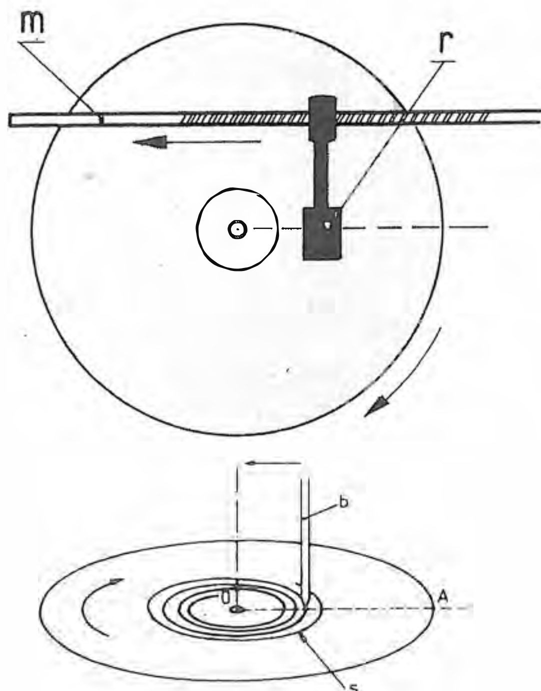


Fig. 10 GH - Ciò che si è già visto in figura 8 GH è qui ripetuto per chiarire meglio come la vite m ruotando costringa la testina r a spostarsi verso il centro: il passo della vite è tradotto in quello delle spire incise che si formano. In sostanza, si ha un'unica spirale il cui diametro diminuisce gradatamente. Piano del disco A e «bulino» (b) sono sempre a 90°.

elettrici (sostitutivi di quelli puramente meccanici) sia per la ripresa del suono (microfono) che per l'incisione e la lettura (azione elettromagnetica).

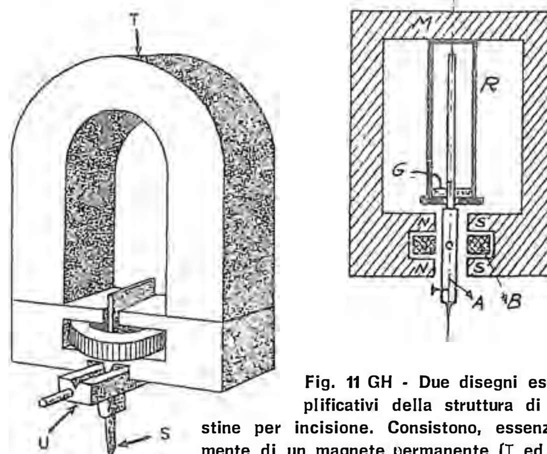


Fig. 11 GH - Due disegni esemplificativi della struttura di testine per incisione. Consistono, essenzialmente di un magnete permanente (T ed M) e, a volte, di un altro magnete, mobile (U) al quale è unita una bobina (che riceve il segnale) ed il bulino S.

Incisione e lettura

Per la precisione è necessario rilevare subito che una «testina» capace di tradurre le informazioni di natura elettrica ricevute, in variazioni meccaniche utili ad una incisione può basarsi, oltre che sul fenomeno dell'elettromagnetismo, anche su altri tipi di fenomeni, ad esempio quello piezoelettrico. Tuttavia, oggi, qualitativamente, l'applicazione alla quale si fa ricorso è quella magnetica che può essere elaborata con varianti diverse onde pervenire a risultati migliori. La **figura 11 GH** mostra due modelli simili tra loro.

Nel funzionamento della testina di incisione è evidente l'analogia del funzionamento di un altoparlante: in quest'ultimo si pone in vibrazione un cono, nella testina si pone in vibrazione uno stilo, o punta o — per meglio dire — un bulino incisore.

L'ancoretta **A**, mantenuta in posizione centrale dalla guarnizione cedevole **G**, si trova nel traferro del magnete **M**. Le espansioni polari del magnete abbracciano la bobina **B** al centro della quale è posta l'ancoretta; questa è dotata di un prolungamento che si trova immerso in olio (nel recipiente **R**). Tale prolungamento presenta una serie di fori praticati lungo la sua altezza; quando il prolungamento vibra l'olio passa attraverso i fori e si viene a creare con ciò un certo attrito che costituisce un freno alle vibrazioni stesse impedendo che si sviluppino oscillazioni parassite.

Il funzionamento, ripetiamo, è come quello di un altoparlante. Allorché alla bobinetta giunge la corrente fonica si verifica una corrispondente variazione della densità di flusso del magnete permanente. La variazione di flusso provoca una variazione nella forza esercitata sul magnete mobile obbligandolo al cambiamento di posizione; e dal momento che ad esso è attaccata l'ancoretta, indi il bulino, quest'ultimo viene a muoversi in proporzione alla corrente d'uscita dell'amplificatore, circolante in **B**.

La forma del bulino è tale (**figura 12 GH**) da provocare per il suo semplice passaggio sul di-

sco, l'asportazione di materiale creando così il solco richiesto.

Il solco, in assenza di segnale alla bobina, vale a dire con quest'ultima in posizione centrale, stabile, si presenta sempre eguale, uniforme, come lo si vede in **figura 13 GH**. Pertanto, se si mettesse in azione il complesso di incisione (rotazione del disco vergine e traslazione con movimento uniforme della testina dal bordo verso il centro: vedi figura 8 e 10 GH) senza far pervenire corrente alternata (segnale) alla bobina **B**, si creerebbe una lunga spirale incisa, a larghezza di solco sempre uniforme, su tutta la faccia del disco.

Le singole spire, è bene notarlo subito, vengono ad assumere — ovviamente — un diametro sempre minore mano a mano che ci si avvicina al centro mentre — altro fattore da ricordare in proposito — la velocità di rotazione del disco è mantenuta costante dall'inizio alla fine. Tutto ciò, ben inteso sia che si tracci un solco puro e semplice sia che si « moduli » il solco in conseguenza della corrente fonica.

Il solco base, ovverossia senza informazione alcuna, risulterà più o meno ampio, e più o meno profondo, a seconda della pressione esercitata dalla testina. Come norma si fa in modo che risultino rispettate le dimensioni e l'angolazione indicata in figura 13 GH.

La modulazione, conseguente al segnale da incidere, può portare — a seconda della struttura della testina — a variazioni della profondità del solco (modulazione verticale) oppure a variazioni della sua larghezza (modulazione laterale); si preferisce quest'ultimo sistema perché con l'altro, all'atto della lettura si manifesta un grosso inconveniente: in conseguenza delle diverse profondità incontrate la testina lettrice, allorché si vuole ascoltare il disco, tende ad assumere — per inerzia — un moto sussultorio che porta, evidentemente, ad uno scorrimento poco fedele alla frastagliatura di incisione del solco ed alla frequente fuoriuscita dallo stesso.

Pertanto, se il segnale modulante viene tradotto in alterazioni laterali del solco, il risultato può essere quello di cui alla **figura 14 GH** nella quale è visibile un solco modulato che una puntina di lettura « **s** » ripercorre.

Supponiamo che il segnale da registrare sia quello di una nota costante in ampiezza e frequenza, di forma sinusoidale; gli spostamenti verso destra e verso sinistra della puntina incidente saranno in tal caso ripetitivi, sempre in pari misura e forma. In altre parole conferiranno all'incisione del solco un andamento anch'esso sinusoidale, come quello accennato, appunto, nella figura.

In pratica si ha a che fare non con semplici segnali sinusoidali, ma con fonti (musica, voce, ecc.) che danno luogo a segnali assai complessi e diversi, perciò — come vedremo tra breve — il solco sarà soggetto a varianti notevoli, anche brusche, ed in più entra in giuoco, ovviamente, anche l'intensità del segnale, soprattutto per le sue possibili e necessariamente ampie variazioni.



Fig. 12 GH - Il bulino è un utensile da taglio con punta terminale in zaffiro, a forma triangolare. Esso crea il solco e lo leviga: per quest'ultima azione presenta sui due lati del fronte di taglio, due piccole zone (li). Il truciolo viene aspirato da una pompa.

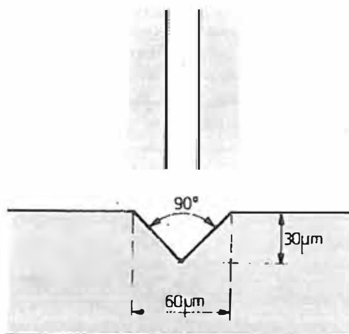


Fig. 13 GH - Il solco formato dal bulino, se la bobina mobile non riceve alcun segnale è uniforme e traduce unicamente la forma triangolare della punta. L'angolazione del V e le dimensioni abituali sono quelle riportate in figura.

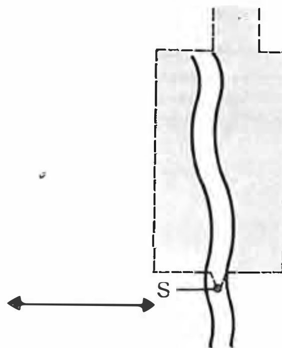
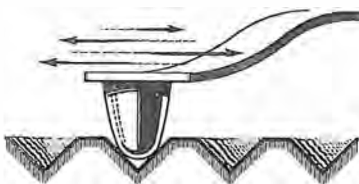


Fig. 14 GH - Per modulare il solco si può variarne la profondità oppure si può agire — come indica la doppia freccia — lateralmente: quest'ultimo è il sistema ora adottato. Come conseguenza, il solco presenta delle deviazioni rispecchianti la forma d'onda del segnale modulante.

Fig. 15 GH - Per effetto della modulazione laterale variano le « pareti » del solco mentre la profondità rimane costante: la puntina lettrice percorrendo il solco sarà sollecitata così come in figura.



La **figura 15 GH** mette in evidenza, e ricorda, il senso del movimento cui è soggetta una puntina che percorra (legga) un solco modulato.

Anche se non l'abbiamo ancora detto, il lettore ha già intuito che la testina di lettura è un dispositivo assai simile nella struttura — ma inverso nel funzionamento — a quello di incisione. Anche per il suo funzionamento si può far ricorso a fenomeni diversi (magnetici, piezoelettrici, di semiconduzione, ecc.).

Una testina di lettura, non dovendo svolgere un lavoro di natura meccanica (incisione) è strutturalmente meno impegnativa, come peso, ingombro e potenza in giuoco, di una per incisione; anche se funzionante in relazione al principio piezoelettrico, ad esempio (o ad altro principio) può « leggere » un'incisione effettuata con testina magnetica, e viceversa.

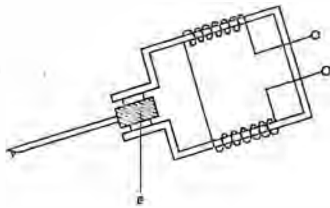
La stampa dei dischi

La sviluppo commerciale del sistema fonografico non sarebbe stato possibile se non si fosse pervenuti alla fabbricazione ripetitiva dei dischi; in altri termini, non si poteva certo pensare di eseguire ogni volta l'incisione per ogni singolo disco, ma si doveva pervenire ad una **stampa** di copie di quest'ultima, con precisione, facilità e basso costo. Per questo motivo il procedimento che si segue si basa, in primo luogo sulla formazione di una **matrice** (incisione) su di un supporto rigido rivestito di una vernice a base di acetato di cellulosa o, più spesso, su una « cera » che è una pasta formata da un composto di cere miscelato con colofonia; terminata la registrazione, la matrice così ottenuta (« originale »), che è di materiale isolante e, come tale non idonea ad alcuni processi che devono seguire, viene ricoperta dal lato inciso — mediante un procedimento chimico — con uno strato di argento puro, così sottile, ovviamente, da non alterare e deformare, se non in modo trascurabile, le caratteristiche dell'incisione. Si ricorre anche alla metallizzazione sotto vuoto.

Una volta ottenuta la matrice metallizzata, essa viene immersa in un bagno galvanico a base di solfato di rame, dove, grazie ad un effetto elettrolitico, lo strato sottile di argento viene rinforzato con uno strato di rame.

Raggiunto il dovuto spessore il calco di rame così ottenuto viene staccato dalla matrice plastica. La superficie del calco, sulla quale è presente la registrazione, viene cromata onde conferirle una maggiore durezza, dopo di che essa può essere usata come stampo (è un negativo) per formare, ripetutamente, a caldo, i veri e propri dischi, quelli cioè posti in vendita. A tale scopo si usano apposite presse, a caldo, la cui pressione è tale da costringere la pasta a penetrare in tutti i punti dei solchi incisi.

Il materiale del disco è un co-polimero d'acetato e di cloruro di vinile; come tutte le materie plastiche è elastico, vale a dire che sotto



una debole pressione si deforma ma, cessata la stessa, ritorna alla sua forma originale; come tutte le materie plastiche è, appunto, plastico, il che sta a significare che se la pressione di cui si è detto è molto prolungata o più alta, la deformazione rimane. Un vantaggio di questo materiale sta nella sua completa mancanza di granuli, ciò che vuol dire minore fruscio.

Dal momento che la puntina di lettura a causa del peso esercita una pressione sul solco inciso si comprende quanto sia importante che tale pressione non oltrepassi un dato limite onde non giungere ad una deformazione permanente della registrazione. Si noti che, come vedremo meglio più avanti, la puntina — che ha forma conica (a volte, elittica) — è in contatto,

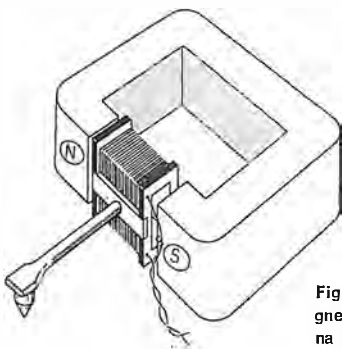


Fig. 17 GH - Testina magnetica. Qui è la bobina che è mobile, nel traferro di un magnete. La bobina, per ragioni di massa può avere solo poche spire: la tensione fornita perciò è bassa e deve essere elevata con trasformatore. La linearità è eccellente.

nel solco — vale a dire appoggia — su di una superficie dell'ordine dei micron per cui, a così ridotta area anche un peso di 2 o 3 grammi esercita una pressione corrispondente a diverse decine di chilogrammi per millimetro quadrato.

Le diverse testine lettrici

Vediamo ora quale sia la conformazione delle testine lettrici, a seconda del loro principio di funzionamento, e come quest'ultimo sia fattore di particolari aspetti, sia positivi, sia negativi.

La **figura 16 GH** illustra l'impiego del principio magnetico sfruttato nella disposizione detta **magnetodinamica**.

In questo caso la puntina e l'asticella alla

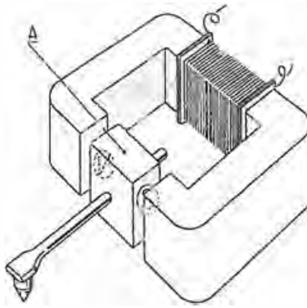


Fig. 16 GH - Testine di lettura magnetodinamiche. Un magnete permanente (e ed A) sollecitato dalla puntina provoca variazioni di flusso cui corrispondono tensioni di segnale ai capi della bobina. La massa del magnete deve essere ridotta al minimo onde ridurre l'inerzia alle frequenze alte: con le ferriti si hanno ottimi risultati. L'impedenza è alta; la tensione, da 2 a 10 mV.

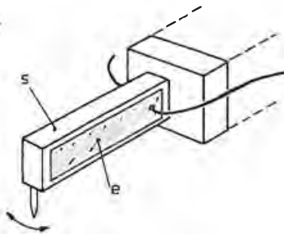


Fig. 18 GH - Una barretta di cristallo piezoelettrico (s) riceve le sollecitazioni della puntina: essa crea tra due elettrodi-piastra (e) laterali, una differenza di potenziale dell'ordine di 500 mV; l'impedenza è molto alta: qualche megaohm.

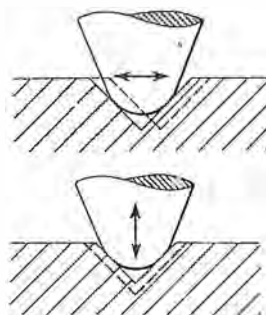


Fig. 19 GH - Nello stesso solco si possono trascrivere le tracce di due diverse modulazioni se una è praticata col sistema laterale e l'altra con quello di profondità: la puntina lettrice sarà sollecitata secondo la risultante incisa, ben inteso, in un unico tempo.

quale è fissata fanno capo ad un blocchetto di materiale magnetico (magnete permanente) posto nel traferro di un anello di ferro dolce che reca l'avvolgimento (bobina con numerose spire) ai capi del quale si preleva la tensione di segnale conseguente alla lettura.

In un altro tipo, a pari disposizione costruttiva è l'anello che è costituito da materiale magnetico permanente mentre il blocchetto mobile è in ferro dolce (**riluttanza variabile**).

I movimenti del blocchetto, conseguenti alle escursioni della puntina, nell'uno e nell'altro caso deformano le linee di forza magnetiche presenti nel traferro, il che equivale a variazioni del flusso all'interno del magnete, variazioni che generano una corrispondente corrente nella bobina.

Per essere più precisi, diremo che queste variazioni di flusso magnetico creano una forza elettromotrice che è **proporzionale alla velocità** con la quale si verificano.

Sempre restando nell'utilizzazione del fenomeno magnetico si possono realizzare testine di lettura concepite secondo quanto si vede in **figura 17 GH**. Qui l'equipaggio mobile posto nel traferro è formato dalla bobina stessa. Per ragioni intuibili quest'ultima deve essere molto leggera e, di conseguenza, avere poche spire; ciò porta a scarsa tensione d'uscita. Per contro, si ottiene con questo tipo di testina una curva di responso delle migliori, così che questa soluzione è adottata nei dispositivi professionali.

Del fenomeno piezoelettrico abbiamo già detto, occupandoci dei cristalli di quarzo e delle ceramiche: ci è noto perciò che un'azione di movimento (pari ad una compressione-espansione) impresso alle armature da luogo alla formazione di una tensione proporzionale al movimento stesso.

Se il movimento è quello derivante — tramite la puntina — dalla lettura del disco, la tensione sarà la corrispondente elettrica della traccia (informazione) meccanica. La testina può assumere l'aspetto strutturale sintetizzato in **figura 18 GH**.

Il pregio di questo tipo di lettore sta nel rendimento, che è piuttosto elevato, e nel basso costo: l'inconveniente principale è l'andamento della curva di responso, che non è molto lineare, cade alquanto sulle frequenze alte e presenta dei picchi di risonanze spurie.

Il sistema stereofonico

Sinora abbiamo discusso dell'argomento occupandoci del segnale (da registrare e da leggere) in quanto risultato di una ripresa microfonica a fonte unica. Un segnale del genere è definito monofonico, ma tutti sanno che oggi le registrazioni sono in gran prevalenza stereofoniche e che questa caratteristica è la risultante, o per meglio dire, la contemporanea presenza di due segnali diversi, solitamente definiti a seguito

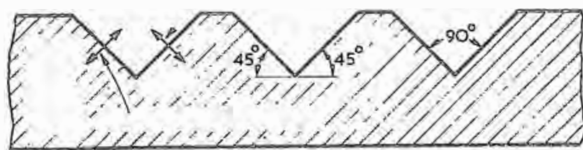


Fig. 21 GH - Il solco risulta modulato solo sul fianco destro — o solo su quello sinistro — se si è in presenza di un solo segnale.

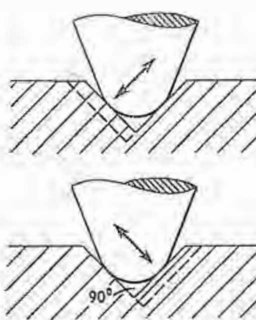


Fig. 20 GH - Le incisioni dei due diversi segnali della stereofonia sono più indipendenti se si sfrutta per l'una un solo fianco del solco e, per l'altra, l'altro fianco. È il sistema normalmente adottato, detto 45°-45° dalle due inclinazioni del solco.

Fig. 22 GH - Se giungono due segnali eguali, ma tra loro sfasati, il solco viene modulato così come a sinistra: se sono in fase, così come a destra, ciò che corrisponde ad una incisione monofonica.

Fig. 23 GH - Il caso pratico della stereofonia vede l'arrivo di due segnali diversi oltre che in frequenza anche in fase ed intensità e si ha allora una combinazione di movimenti che danno al solco questa fisionomia.

della dislocazione dei microfoni, del canale sinistro e del canale destro.

Il problema che si è presentato in proposito alla tecnica discografica è stato quello di consentire una simile doppia presenza pur conservando un unico solco.

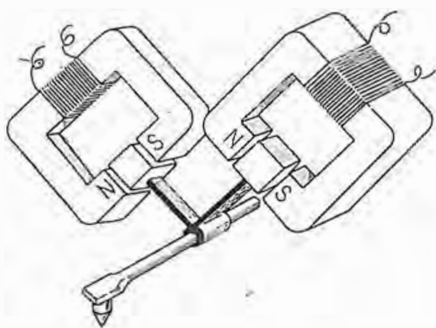


Fig. 24 GH - Testina lettrice per stereo. L'asticciuola che porta la puntina agisce, per i movimenti letti su di un fianco dei solco su di un magnete e per ciò che legge sull'altro fianco, sull'altro magnete. In questo caso i sistemi sono del tipo detto a riluttanza variabile: nel traferro vi è un blocchetto di ferro dolce.

I primi tentativi si orientarono su di una scelta che era il risultato logico di quanto sino ad allora si era fatto: se la normale registrazione era eseguita in senso laterale (parallelamente al piano del disco, come si è visto sin qui) era logico conservarla per uno dei due canali e ricorrere, per altro, ad una incisione in profondità; la **figura 19 GH** indica questo concetto che naturalmente è valido in linea di principio ma che, in pratica, riportava — almeno per un canale — agli inconvenienti che avevano già fatto scartare l'incisione in profondità. Inoltre, l'indipendenza tra i due canali, necessaria per un buon risultato, lasciava alquanto a desiderare.

Il risultato soddisfacente — quello odierno — si ottenne quando si pensò di incidere con modulazione solo uno dei fianchi del solco, conferendo al bulino un movimento non più destra-sinistra, né alto-basso ma, diciamo « su-giù » all'interno di un fianco del solco, il che è come dire (**figura 20 GH**) su di una zona che risulta a 45° rispetto al piano del disco, perciò alla modulazione laterale, e a 45° rispetto a quella in profondità.

Un bulino così predisposto e così funzionante, ricevendo le sollecitazioni di un segnale (monofonico) creerà la traccia modulata su di un solo fianco del solco perché, opposto al fianco del solco non vi è l'altro fianco; lo si vede in **figura 21 GH** nel caso si sia predisposto il bulino per agire sul fianco destro o su quello sinistro.

Se però allo stilo incisore giungono le due diverse sollecitazioni conseguenti ai due diversi segnali della ripresa stereofonica (che definiremo **L** ed **R**) il bulino agirà sia su di un fianco (per un segnale) che sull'altro (per l'altro segnale): il risultato sarà quello di **figura 22 GH** se i due segnali, pur provenienti da fonti diverse saranno, eccezionalmente, identici ma — nell'esempio — fuori fase tra loro; accanto è visibile anche il risultato per segnali identici, ma in fase.

Se invece, non saranno identici (ciò che è appunto il caso della stereofonia) il solco si formerà con modulazione diversa tra l'uno e l'altro lato (**figura 23 GH**).

Le testine di lettura stereo risultano dall'unione di due testine monofoniche costruite, a se-

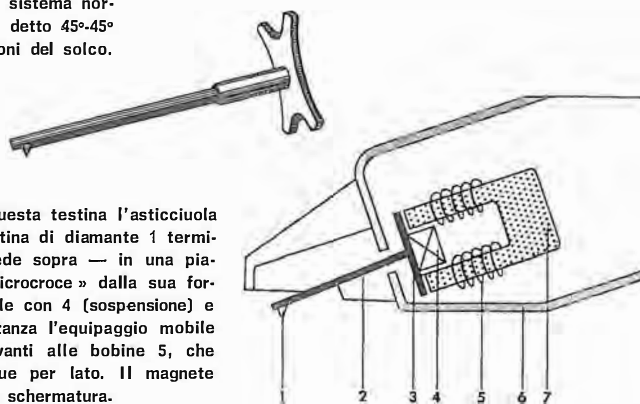


Fig. 25 GH - In questa testina l'asticciuola 2 che reca la puntina di diamante 1 termina — come si vede sopra — in una piastrina 3 detta « microcroce » dalla sua forma: essa è solidale con 4 (sospensione) e costituisce in sostanza l'equipaggio mobile che si muove davanti alle bobine 5, che sono in effetti, due per lato. Il magnete è il 6 mentre 7 è schermatura.

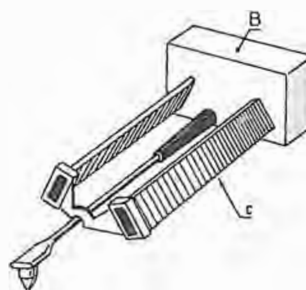


Fig. 26 GH - Ecco come è strutturata la testina basata sul principio della piezoelettricità vista in figura 18 GH, allorché è costruita per letture stereo; sulla base fissa B sono fissati due cristalli o ceramiche (c) posizionate a 45°, che ricevono dalla puntina ciascuna la sollecitazione del proprio segnale.

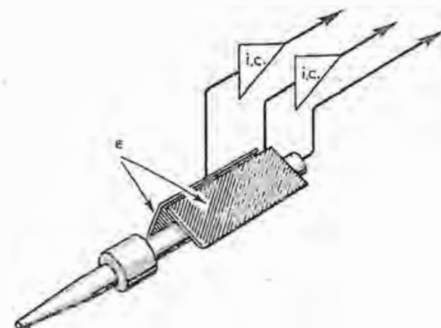


Fig. 27 GH - Interessante realizzazione ad elettreta. Il vantaggio sta nel fatto che l'asticciuola portapuntina prende parte direttamente (costituisce una armatura del condensatore) all'azione di trasduzione: è così eliminato il mezzo meccanico intermedio. Per avere sufficiente capacità (indi, tensione) occorre ampia area delle armature (asticciuola e piastre polarizzate e); la testina quindi è un po' ingombrante e un po' pesante.

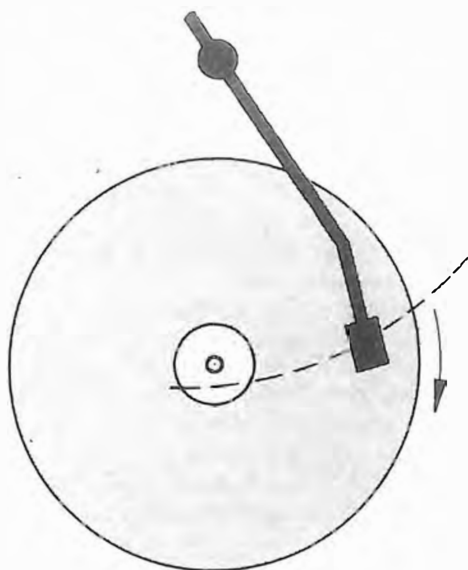


Fig. 28 GH - Per la lettura la testina non è guidata da una vite senza fine che la obblighi ad un avanzamento rettilineo, eguale a quello che si è adottato all'incisione (figura 10 GH); essa è collocata all'estremità di un braccio, libero di ruotare in senso orizzontale e verticale.

conda dei casi, in base ai diversi principî già esaminati. Vediamo un esempio di fonorivelatore magnetico, stereo, in **figura 24 GH**.

La **figura 25 GH** illustra una particolare realizzazione (magnetica) caratterizzata da un metodo singolare per la trasmissione del movimento al flusso (traferro) di ben quattro bobine; ha il pregio di una elevata simmetria, che le assicura una traduzione eccellente delle variazioni impresse nel solco, ed è poco sensibile alle perturbazioni parassite dovute ai campi magnetici di origine esterna.

Infine, nelle **figure 26 GH** e **27 GH** si possono osservare due altri fonorivelatori per stereofonia: il primo del tipo piezoelettrico ed il secondo — di tecnica piuttosto recente — del tipo ad elettreta.

Il braccio

Si osservi la figura 10 GH, che è relativa alla predisposizione meccanica di traslazione di una testina di incisione; il percorso che tale testina compie in questo suo progressivo spostamento è perfettamente radiale per il disco. In fase di lettura dell'incisione la condizione ideale sarebbe, ovviamente, quella di un movimento identico per la testina di lettura. Qualche tipo di riproduttore altamente professionale rispetta questa analogia che, tuttavia non esime da interventi automatici e correzioni varie: ad esempio, perpendicolarità perfetta della testina e neutralizzazione dello sforzo che la testina — che ha una forza di appoggio di solo uno o due grammi — deve compiere per avanzare sulla vite senza fine pur restando nel solco.

La delicatezza dell'assieme è tale però, da non consentire l'adozione in una produzione commerciale a costo contenuto come è quella relativa agli apparecchi destinati al grosso pubblico. Il braccio che reca la testina è perciò libero, ed assume la ben nota forma nonché il posizionamento che la **figura 28 GH** riporta.

Notiamo che il braccio è imperniato ad una estremità ed è libero di muoversi senza sforzo sia sul piano orizzontale che in quello verticale; notiamo anche che esso è ricurvo, verso l'interno (**figura 29 GH**).

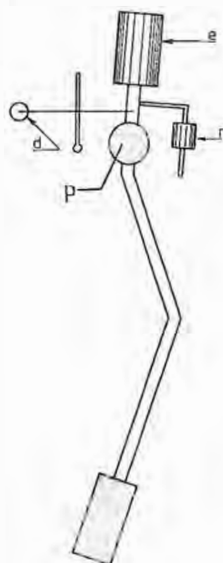


Fig. 29 GH - La forma ricurva conferita al braccio per ridurre l'errore di tangenzialità tra testina e solco (vedi figura seguente) obbliga all'adozione di un contrappeso (d) per bilanciare la maggiore forza centripeta che si crea di conseguenza. Per altri bilanciamenti (forza di appoggio ed equilibrio generale) sono presenti altri contrappesi (r ed e).

Conferire tale forma al braccio significa ridurre — come dimostra la **figura 30 GH** — quell'errore di tangenzialità che si verificherebbe se il braccio fosse dritto: un tale errore, che in misura ridotta permane, ha i suoi punti di massimo nella zona iniziale ed in quella finale del disco.

In sostanza l'inconveniente nasce dal fatto che l'asse della testina e la tangente al solco nel punto di appoggio della puntina non risultano perfettamente parallele come dovrebbero essere. A causa di ciò la testina viene a trovarsi non già perfettamente perpendicolare ma leggermente di sbieco rispetto al solco.

Ciò si traduce in una distorsione armonica in particolare per le frequenze alte (distorsione radiale), oltre che in una maggiore e più rapida usura del solco.

Questa distorsione risulta direttamente proporzionale alla velocità trasversale, all'ampiezza del solco ed all'angolo formato tra l'asse del fonorivelatore (testina: vedi figura) e la tangente al solco stesso. Risulta invece, inversamente proporzionale alla velocità di rotazione del disco, per cui — a parità di tutte le altre condizioni — i dischi a 33 giri risentono maggiormente di questo inconveniente che non quelli a 45 giri.

A seguito della curvatura conferita al braccio (figura 29 GH) per i motivi testé citati, il punto in cui la puntina svolge la sua azione di lettura non risulta più allineato con il punto « p » sul quale il braccio è imperniato. Ne nasce una forza che tende a spingere il braccio verso l'interno del disco e che si somma a quella centripeta dovuta alla rotazione di per sé. Si rimedia applicando, praticamente, una forza contraria (mediante contrappesi o molle) in modo da equilibrare la pressione che la puntina esercita sulla parete interna del solco, il che è come dire, in caso di incisione stereofonica, su di un canale (quello sinistro) in prevalenza sull'altro.

Il braccio è, inoltre, corredato quasi sempre da un regolatore (« r ») della forza di appoggio in quanto la forza della puntina sul solco deve essere perfettamente determinata ed è conseguente al tipo di cellula lettrice che viene montata sul braccio. Questa forza è indicata dal costruttore e, come abbiamo già accennato, varia di solito, da 0,5 a 3,5 grammi.

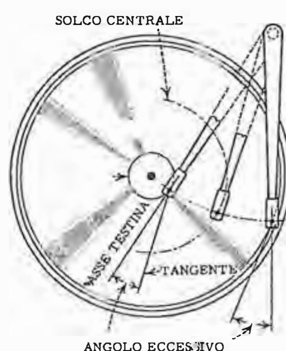
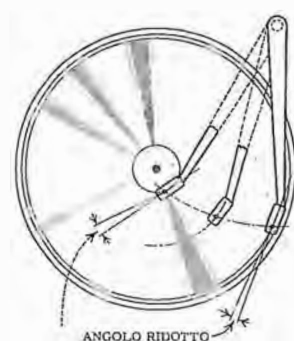


Fig. 30 GH - A sinistra, tre posizioni di un braccio dritto che mostrano come, solo per una posizione (solco centrale) non si verifichi errore tangenziale: esso è notevole, invece, sulle due posizioni estreme. Più il braccio è lungo, maggiore è l'inconveniente. A destra, orientando la testina verso l'interno (o curvando il braccio) l'angolo d'errore può essere ridotto ad un valore accettabile.



In sostanza, il braccio deve avere una sua massa ridotta (deve essere leggero, ma non troppo), non deve entrare in risonanza meccanica, deve essere di facile manovrabilità, essere articolato col minimo attrito, essere perfettamente bilanciato e bilanciabile, non esercitare altra forza che non sia quella derivante dal peso della testina ed infine, presentare il minimo (2° sono un valore buono) d'errore di tangenzialità.

Tra gli altri dispositivi di cui un braccio può essere dotato citiamo un congegno, di tipo oleodinamico, per la discesa graduale e dolce della testina sul disco.

La puntina di lettura

Il bulino incisore è un utensile da taglio, a spigoli vivi; la sua forma triangolare deriva dalla necessità fondamentale di scavare il solco triangolare (producendo un truciolo, immediatamente asportato) nel materiale vergine. Per contro, la forma che si conferisce alla puntina di lettura deve soddisfare soprattutto l'esigenza di una superficie di contatto ridotta onde poter seguire con la massima facilità le tortuosità del solco modulato.

Due sono i profili da tempo adottati per sagomare le puntine di lettura: quello a punta sferica e quello a punta ellittica. Da qualche tempo però sono presenti anche altri profili, in certo qual modo derivati da quello ellittico e creati per spingersi oltre nelle possibilità tecniche qualitative: l'espansione dell'Alta Fedeltà, nella quale è da comprendere anche — oggi tecnica abituale — la stereofonia, ha portata a queste utili varianti; anche un particolare tipo di riproduzione detto quadrifonico (CD4) ha dato luogo ad apposite puntine, capaci di raggiungere — per le esigenze del sistema — 50 000 inversioni al secondo.

Vediamo, in **figura 31 GH**, l'aspetto di diverse punte nonché la loro proiezione, vale a dire la vista in sezione al livello della zona di contatto con le pareti del solco. Quest'ultimo aspetto è riprodotto anche, in maniera comparativa, all'interno di un tratto di solco modulato (**figura 32 GH**) per rilevare le differenze del contatto rispetto alla sezione del bulino incisore riportata all'estremità destra della figura.

Le punte sferiche attuali rappresentano in certo qual modo il passaggio dalla punta sferica creata diverso tempo fa per il disco monofonico a 78 giri, ora non più fabbricato. Il solco, allora, era relativamente ampio (150 ÷ 170 µm) e la puntina, per quanto si riferisce alla sua parte sferica terminale, aveva un raggio di circa 65 µm (il solco, di 25 µm). Questi valori si ridussero a 35 ÷ 110 µm per l'apertura del solco, a 18 ÷ 26 µm per il raggio della puntina, col microsolco monofonico, ed a 13 ÷ 18 µm per quello stereofonico: parte fonda del solco = 2 ÷ 8 µm.

Si noti che l'entità di misura citata, il µm (micrometro), detta anche « micron » equivale ad un millesimo di millimetro (un milionesimo di metro): il diametro di un nostro capello è di circa 50 micron.

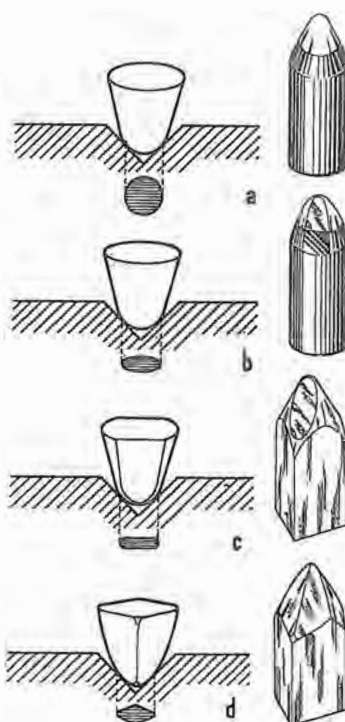


Fig. 31 GH - Profili delle punte maggiormente usate:
a) = conica; b) = ellittica;
c) = ellittica modificata;
d) = Shibata o quadrifonica.

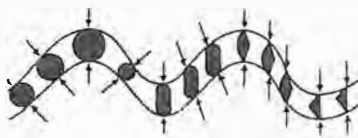


Fig. 32 GH - La punta conica ha una superficie di contatto che varia con l'allargarsi o il restringersi del solco; l'ellittica (ha raggi di curvatura laterale più deboli) coincide maggiormente con i punti di tangenza creati dal bulino; la Shibata ha, sui fianchi, superficie di contatto 4 volte superiore all'ellittica.

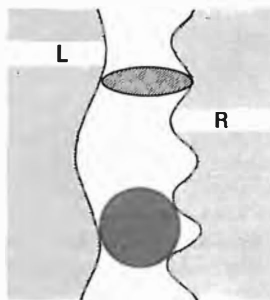


Fig. 33 GH - Punta ellittica e punta conica nel solco stereo. La prima ha raggio di 18 µm frontalmente e 7 µm verso i lati (solco); la seconda ha raggio di 15 µm in tutti i sensi. Si vede come la prima possa seguire meglio la frastagliatura della modulazione.

La punta, data la sua forma terminale, non giunge — e non deve, d'altronde mai giungere — a toccare il fondo del solco: se ciò fosse, il suo contatto/lettura darebbe luogo ad un fastidioso fruscio causato sia dalle impurità che ivi solitamente si accumulano, sia dalle irregolarità — inevitabili — che il materiale plastico presenta su quel piano che, evidentemente non è direttamente interessato alla modulazione. La distanza tra la punta ed il fondo è, a buon conto, estremamente piccola: qualcosa come 6 ÷ 8 micron.

Abbiamo visto che le punte sferiche sono caratterizzate dal raggio della sfera: quelle ellittiche lo sono invece in relazione alla lunghezza dei due assi che esse presentano. Per questi dati si hanno valori di 5 ÷ 7 µm per l'asse corto (che viene orientato nel senso del solco) e di 18 ÷ 22 µm per l'asse più lungo, orientato, di conseguenza, trasversalmente.

Il fatto che l'asse orientato nel senso del solco sia così piccolo conferisce alla punta la facoltà di penetrare in quelle modulazioni laterali del solco che, dovute a frequenze alte, sono molto strette e che perciò sono da considerarsi perse (non lette) per una punta sferica dato che essa non le può raggiungere (**figura 33 GH**).

D'altro canto, l'aver conservato un raggio relativamente ampio nel senso trasversale fa sì che la punta non pervenga sino al fondo del solco, ma si mantenga pressoché a metà altezza dei suoi fianchi, evitando i citati inconvenienti di un contatto col fondo.

Elaborando ancor più il profilo si è giunti ad un modello di punta detto Shibata (e ad altri, noti come Pramanik, SST, ecc.) che rimedia al difetto proprio delle ellittiche consistente — dato il ridottissimo raggio dei punti di contatto con i fianchi del solco — in una pressione alquanto alta. Questo difetto porta ad un consumo rapido tanto del disco quanto della puntina stessa.

Nella figura 32 GH si vede, anche in sezione, come la punta Shibata si differenzi dalla ellittica e si avvicini al profilo del bulino incisore.

Il materiale col quale viene stampato il disco, per evidenti ragioni di durata dell'incisione, è alquanto duro: i fianchi del solco, modellati dalle tortuosità della modulazione consumano, di conseguenza, la punta di lettura alterandone il profilo. A sua volta, la punta così modificata tende a cancellare i segni della modulazione; è per questo che ad un certo momento è necessario sostituire la puntina, ed è necessario impiegare per la loro fabbricazione materiale quanto più duro possibile: zaffiro o diamante. Nel primo caso la durata media di lavoro è di 50 ore e nel secondo caso può giungere sino a 2 000 ore. Naturalmente i prezzi sono ben diversi e ad essi si aggiungono le difficoltà di lavorazione quando si devono conferire a materiali così duri i profili elaborati di cui si è detto.

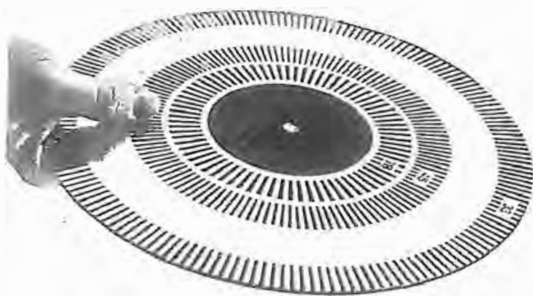


Fig. 34 GH - Disco col quale si può controllare, per effetto stroboscopico — e quindi, regolare, se ne è prevista la possibilità — la velocità di rotazione del piatto. Dischi simili sono facilmente reperibili su cartone; questo però è a specchio, con superficie perfettamente piana e liscia e permette diverse altre verifiche.

Il giradischi

Tra i diversi requisiti che si richiedono ad un giradischi si intuisce subito che deve esserci quello di costanza, uniformità e regolarità della rotazione del piatto portadischi; e non è difficile capire che la velocità deve, come primo presupposto, essere pari a quella adottata per l'incisione del disco. Lo scarto dalla velocità nominale è da considerarsi sufficiente per un ± 1,5 % e buono per valori di scarto del 0,3 %.

Un controllo di questa velocità all'atto dell'impiego è di facile attuazione grazie alla visione stroboscopica. Il principio di quest'ultima è il seguente.

Si è appreso, dallo studio della corrente alternata, che per ciascun ciclo, la tensione raggiunge due volte il valore di picco e due volte il valore di zero. Una lampada a filamento incandescente alimentata con corrente alternata, non fornisce di conseguenza una luce perfettamente costante, bensì una luce la cui intensità segue l'andamento della tensione.

L'occhio umano non nota però tali variazioni di intensità della luce, sia perché la loro frequenza (che è, ovviamente, doppia della frequenza della tensione) risulta elevata rispetto all'inerzia della retina, sia per l'inerzia stessa del filamento il quale non ha il tempo di raffreddarsi, ossia di spegnersi completamente durante la frazione di secondo in cui la tensione è zero.

Se un disco stroboscopico (disco apposito recante bande bianche e nere come quello di **figura 34 GH**) ruota con una velocità costante e viene illuminato con una lampada alimentata a corrente alternata (ancor meglio se anziché a filamento e a scarica di gas: ad esempio, neon), le barre bianche e nere appaiono in movimento soltanto quando non esiste un rapporto esatto tra la velocità di rotazione, il numero delle bande, e la frequenza della tensione. Se, invece, ciascuno di questi valori è un multiplo o sottomultiplo degli altri due (secondo un numero intero) le barre appaiono ferme pur essendo in movimento.

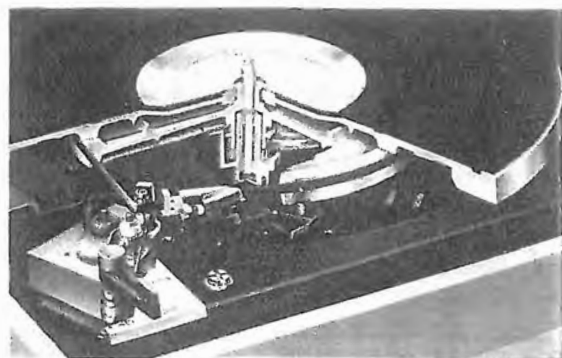
Solitamente, come si vede in figura, allorché si preparano questi dischi si realizzano in maniera che possano essere utili per le diverse velocità standard dei dischi incisi e cioè sia per 33,3 giri che per 45 giri, così come per 78 giri, anche se quest'ultima è ora una velocità pressoché abbandonata. Inutile dire che si presuppone l'accensione della lampadina con la tensione di rete che, come è noto, è a frequenza di 50 Hz. Se la velocità è quella stabilita, per il settore interessato il disco appare fermo.

Compare, invece, una più o meno lenta rotazione in senso orario se il disco ruota con velocità superiore a quella stabilita ed un analogo spostamento in senso opposto se il disco ruota con velocità più bassa del richiesto. Se nell'arco di tempo di un minuto gli spostamenti accennati interessano non più di 35 barre la velocità del giradischi è accettabile.

Il disco stroboscopico può essere tanto un disco come quello riprodotto in figura che è, a dire il vero, un modello sofisticato in quanto prevede la possibilità di diversi altri controlli (livello di rumore, compensazione della forza centripeta, planimetria del braccio, perpendicolarità della punta, ecc.) quanto un semplice cartone stampato. Oggi si afferma sempre più la tendenza a riprodurre le barre bianco/nere sul bordo (spessore) del piatto-volano portadischi.

Trasmissione del moto

L'albero del motore ruota — nella maggior parte dei casi — qualunque sia il tipo di motore impiegato, ad una velocità che è alquanto più elevata di quella che occorre al disco: da qui la necessità di interporre tra l'albero ed il piatto un sistema riduttore della velocità. E, dal momento che il giradischi deve poter offrire almeno due diverse velocità (33,3 e 45 giri) si attua il dispositivo in maniera che con un semplice intervento



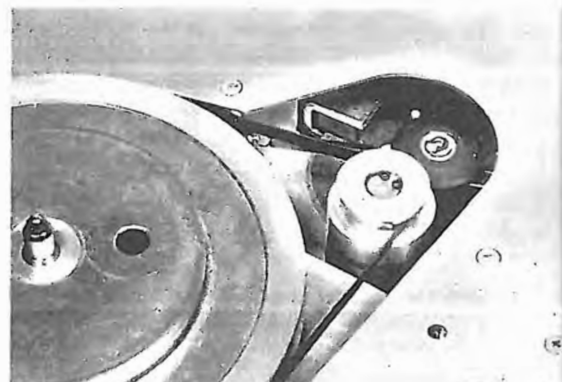
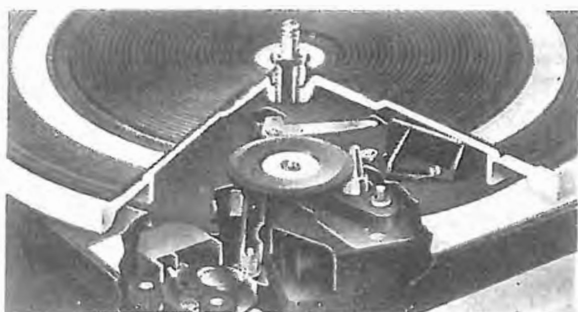


Fig. 35 GH - La trazione a cinghia prevede quest'ultima tra una grossa puleggia solidale col piatto (figura superiore) ed una assai più piccola (calettata sull'albero motore (figura inferiore). Con uno spostamento a leva su diametro diverso della puleggia motrice si ottiene il cambio di velocità.
Non si devono verificare irregolarità di rotazione superiori all'1 % — qualunque sia il sistema — sia sul piano orizzontale (danno luogo al « wow ») che su quello verticale (« flutter »).



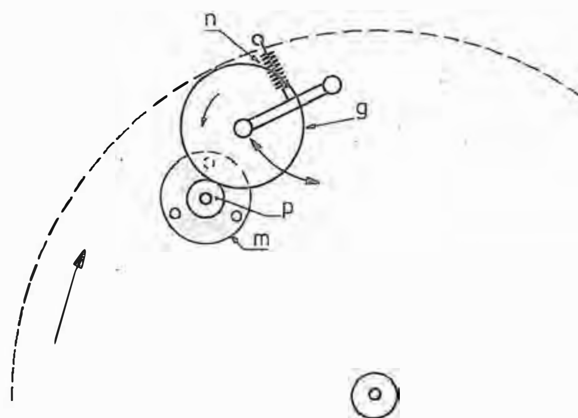


Fig. 36 GH - Si può trasmettere il moto del motore al piatto senza fare ricorso alla cinghia, interponendo una o due rotelle di frizione. Il motore m, a mezzo p fa ruotare g che, a sua volta fa ruotare il piatto. La molletta n assicura l'aderenza.

di natura meccanica (cambio di rapporti) si abbia il cambio della velocità.

Per trasferire il moto dall'albero al piatto, tre sono i sistemi seguiti: quello **a cinghia**, quello **a frizione** e quello **diretto**.

A CINGHIA

Le riproduzioni di cui a **figura 35 GH** chiariscono l'impostazione del primo caso. Il principale vantaggio di questo sistema risiede nel fatto che la cinghia interposta tra le due parti interessate, grazie alla sua stessa natura (materiale sintetico elastico ed inalterabile) le isola meccanicamente; essa, infatti smorza, assorbendole, le piccole vibrazioni del motore nonché leggere variazioni di velocità, così che il piatto non viene a risentirne.

Il piatto, col metodo a cinghia, può essere più leggero che in altri casi ed il sistema è meccanicamente semplice. Grazie al citato assorbimento da parte della cinghia si può adottare un motore con velocità bassa (250/300 giri al minuto) non impiegabile se non si avesse questa azione filtrante perché si verificherebbero più facilmente vibrazioni subsoniche.

In virtù della bassa velocità del motore il rapporto risulta favorevole all'impiego di una puleggia a grande diametro sull'asse del motore stesso e la bassa potenza di quest'ultimo si riflette inoltre in una minore irradiazione di quel flusso che può sempre disturbare la testina lettrice quando è del tipo magnetico.

Lo svantaggio della trasmissione a cinghia risiede nella manifestazione di un certo ritardo nel tempo di avvio per il raggiungimento della giusta velocità nonché in qualche possibilità, in tale fase, di slittamento della cinghia sulla puleggia.

Per mutare la velocità una forchetta sposta la cinghia lungo l'albero del motore che è corredato di una puleggia presentante due diversi diametri: dal cambio del rapporto deriva così, semplicemente, il cambio di velocità del piatto.

A FRIZIONE

In **figura 36 GH** si osserva il sistema senza cinghia, a sola frizione.

Per ottenere una loro concentricità perfetta tutte le parti interessate a questo sistema devono essere della massima precisione: il costo risulta, di conseguenza, più elevato di quello del sistema a cinghia di trasmissione se ci si vuole mantenere nella categoria del prodotto semiprofessionale qual'è quello al quale si ricorre nel campo dell'Alta Fedeltà.

Come si vede in figura, l'albero del motore trasferisce il moto ad una rotella che fa da mezzo intermediario tra esso e la zona interna del bordo periferico del piatto. La rotella, in gomma rigida, è mantenuta in pressione (per creare la dovuta frizione) da una molletta a spirale. A volte questa ruota per passaggio intermediario non è prevista ed allora il moto è trasmesso dall'albero del motore al bordo del disco tramite un'unica puleggia gommata: è una soluzione più economica ma senz'altro meno favorevole tecnicamente.

La precisione alla quale si è accennato è necessaria perché qualsiasi imperfezione, anche piccola, compromette la regolarità del moto rotatorio del piatto: da qui, anche, la necessità di mantenere sempre in buone condizioni le parti meccaniche interessate.

L'accelerazione è pronta e l'assieme è assai robusto ma, a questi vantaggi si contrappone l'inconveniente di un facile trasferimento delle vibrazioni del motore al piatto, specialmente quando non è impiegato il mezzo intermediario: il motore perciò deve essere sempre accuratamente equilibrato.

Per cambiare la velocità viene spostata verticalmente la rotella di frizione nel punto di contatto con l'albero motore che, come nel caso già visto per la cinghia, si presenta con due diversi diametri. Conferendo un profilo leggermente conico alle due zone di contatto si possono

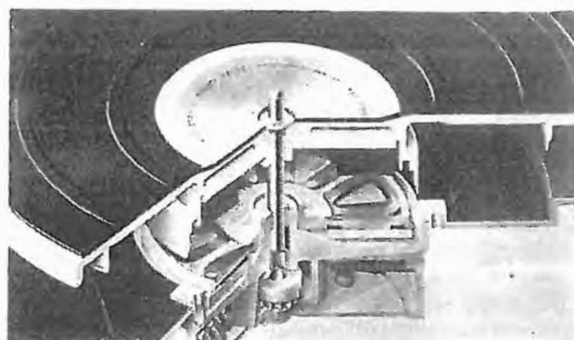


Fig. 37 GH - Il motore ruota alla velocità richiesta dal disco: deve essere a corrente continua, senza collettore. Tra l'albero motore ed il piatto non vi sono organi intermedi. Il cambio di velocità è elettrico e spesso vi è un controllo elettronico della velocità.

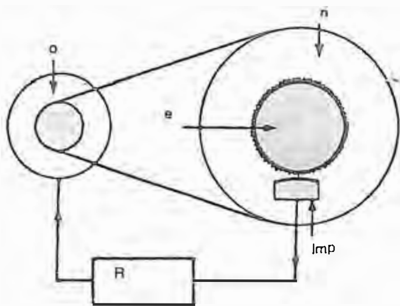


Fig. 38 GH - Nella testina Imp si forma un campo magnetico variabile, indotto, dato che il rotore polare e (solidale al piatto n) è posto di fronte ad una striscia polarizzata. La tensione così raccolta trova in R un confronto con una tensione di riferimento: le differenze di riferimento, dovute ad errata velocità, provocano un intervento elettrico correttivo per il motore « 0 ».

avere, per piccoli spostamenti, piccole variazioni di velocità.

Si noti che per non provocare deformazioni delle parti in gomma interessate alla frizione è presente sempre un dispositivo che ha il compito di eliminare il contatto, allontanando la rotella, allorché il giradischi è in stato di riposo. Se non fosse presa questa precauzione la costante pressione esercitata porterebbe presto, e facilmente, ad una alterazione permanente della gomma, con tutte le conseguenze del caso.

A TRAZIONE DIRETTA

La soluzione più avanzata è senza dubbio quella della trazione diretta.

Secondo questa tecnica il piatto diventa praticamente parte integrante del motore (**figura 37 GH**). Quest'ultimo perciò deve ruotare a velocità lenta, vale a dire a quella stessa del disco (33,3 o 45 giri al minuto) e da tale fatto derivano due favorevoli caratteristiche: riduzione drastica delle vibrazioni e rapidità di assestamento al regime di giri al momento della partenza.

Quando si sceglie una tecnica come questa il fattore economia non è tra quelli determinanti. Infatti, la realizzazione incorpora quasi sempre un sistema di correzione e bilanciamento automatico, elettronico, della velocità. Dal punto di vista meccanico non vi è più alcuna necessità di manutenzione; i meccanismi, anche quelli per il cambio della velocità, sono assenti: per questa necessità si opera elettricamente sul motore.

Il motore

I sistemi di trasmissione del moto che abbiamo visti influenzano i risultati ma questi sono strettamente legati, in primo luogo, alla fonte del movimento meccanico: il motore.

Per il giradischi può essere adatto un motore per corrente alternata di tipo **asincrono**, o di tipo **sincrono** oppure un motore **a corrente continua**.

Asincrono - In questo caso la velocità dipende dal valore della tensione: dal momento che la tensione di rete dalla quale viene alimentato è soggetta a sbalzi, in linea di massima questo tipo di motore non è tra i preferiti (dal punto di vista qualitativo). Per neutralizzare in parte l'inconveniente citato si abbina a questo motore (detto anche « ad induzione ») un piatto alquanto pesante che, grazie alla forza d'inerzia (effetto volano) riduce le fluttuazioni di velocità. Sue doti sono, la potenza ed un raggiungimento in tempo breve della velocità nominale.

Sincrono - Questo tipo di motore ruota a velocità dipendente dalla frequenza della tensione che lo alimenta. Poiché la frequenza della rete (50 Hz) è assai più stabile della tensione, il motore è molto più uniforme nel suo moto del tipo precedente. La partenza è un po' lenta ma questo inconveniente può essere in gran parte ovviato adottando un piatto più leggero di quello richiesto dall'asincrono. I modelli migliori sono quelli dotati del più alto numero di poli.

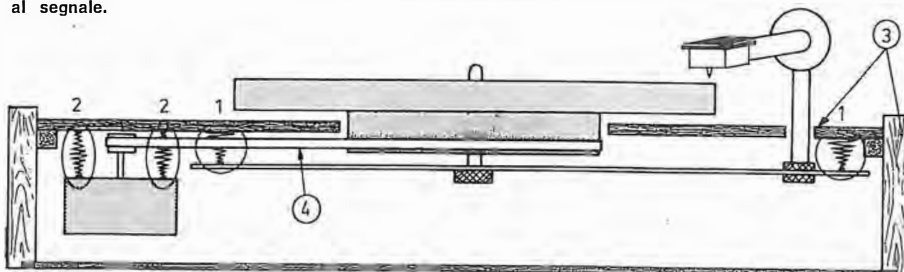
La caratteristica di questo motore ha consentito costruzioni nelle quali variando il valore della frequenza (elettronicamente) si varia la velocità, ciò che ha portato all'eliminazione dello scambiatore meccanico.

A corrente continua - Abolendo le spazzole ed il collettore, e provvedendo elettronicamente alla periodica commutazione della corrente di alimentazione necessaria a provocare la rotazione, questi motori offrono il pregio d'un basso rumore elettrico; sono impiegati prevalentemente nei giradischi a trazione diretta e quasi sempre sono servocontrollati. Ciò vuol dire che la rotazione è soggetta ad un esame costante e, se si verifica una variazione è la variazione stessa che, creando una tensione d'errore, provvede alla correzione.

Si veda la **figura 38 GH**. Il motore in c.c. naturalmente, se corredato di servocontrollo può anche essere impiegato con trasmissione a puleggia o a cinghia (come in figura). Il tachimetro è formato da una ruota dentata solidale col piatto: ha 160 denti. Questa ruota polare è posta di fronte ad una striscia di ferrite plastificata premagnetizzata con 160 poli. Il campo magnetico variabile induce in una bobina una tensione alternata che è avviata — al pari di una tensione di riferimento ad alta stabilità — al comando del motore mediante un circuito combinato di amplificazione e raddrizzamento.

Il piatto ed il braccio fanno parte di un unico telaio; è necessario che vi sia isolamento meccanico (sospensione) tra questo ed il mobile. Anche il motore deve essere fissato mediante sospensioni (**figura 39 GH**). Tutto ciò serve ad impedire la trasmissione di vibrazioni che, sia dall'esterno che dal motore, possono influenzare la puntina di lettura.

Fig. 39 GH - Isolamento meccanico tra cassetta in legno (3) e telaio del giradischi mediante le molle di sospensione 1. Isolamento, per lo stesso fine (2) tra motore e cassetta. Anche la cinghia di trasmissione 4 contribuisce allo smorzamento delle vibrazioni: queste (fenomeno « rumble ») devono essere ad almeno — 62 dB rispetto al segnale.



Le correzioni elettriche

In linea di principio un bulino di incisione si muove, lateralmente, a seguito della modulazione con una ampiezza che è proporzionale alla tensione di segnale ricevuto. Si può intervenire nel comportamento dell'amplificatore (con una certa difficoltà) in maniera che l'ampiezza dell'escursione sia sempre eguale così come si può intervenire per lasciare — entro certi limiti — libertà di ampiezza ma costringere la punta ad una velocità costante.

Ampiezza costante - Supposto che si voglia un'ampiezza sempre eguale dell'incisione creata dalla puntina nel solco, indipendentemente dalla frequenza in arrivo, si perviene al risultato che la **figura 40 GH** mette chiaramente in evidenza. Ciò, ben inteso, per un suono la cui intensità non subisca mutamenti.

Variando la frequenza, l'ampiezza di incisione laterale rimane costante.

Velocità costante - Supposto che la velocità laterale del bulino resti sempre eguale, indipendentemente dalla frequenza del segnale, si perviene al risultato che la **figura 41 GH** mette in evidenza. Anche in questo caso, ben inteso, per un suono la cui intensità non subisca cambiamenti.

Variando la frequenza, varia l'ampiezza dell'incisione laterale.

Essa varia, come si vede in figura, diminuendo al crescere della frequenza.

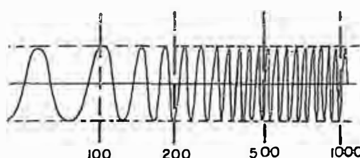


Fig. 40 GH - Incisione di frequenze diverse (a tensione costante) nel solco di un disco registrato col sistema detto ad ampiezza costante.

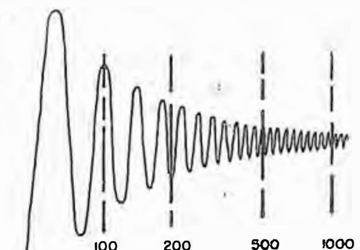


Fig. 41 GH - Incisione di frequenze diverse (a tensione costante) nel solco di un disco registrato col sistema a velocità (laterale) costante del bulino: è il sistema oggigiorno seguito. L'ampiezza diminuisce in modo proporzionale all'aumento di frequenza.

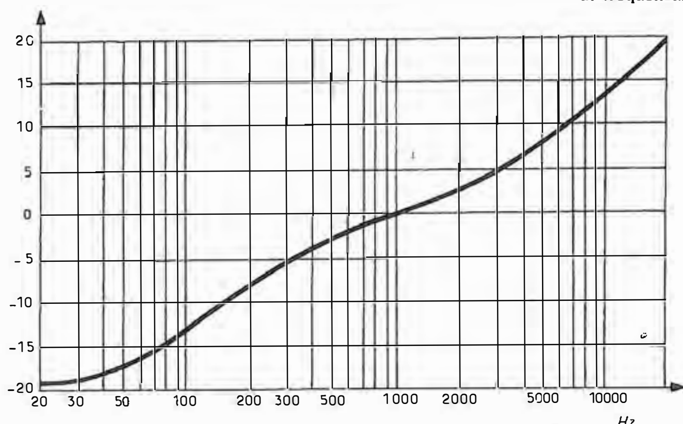


Fig. 42 GH - A questa curva (di registrazione) si è già accennato a pagina 9 y. Essa è quella adottata internazionalmente ed è stata proposta dalla Record Industry Association of America; è stata aggiornata nel 1976.

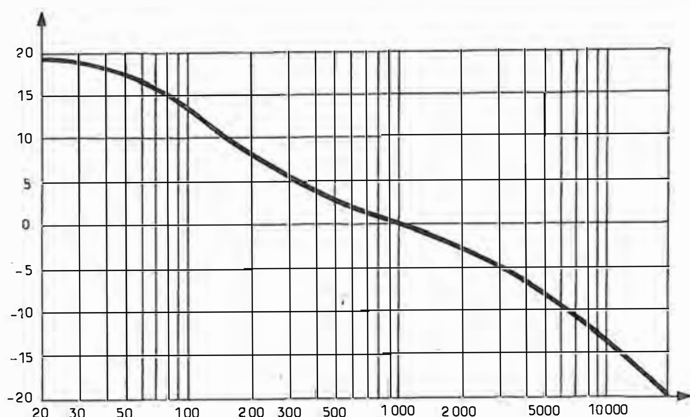


Fig. 43 GH - L'equalizzazione — ottenuta con controreazione selettiva nella preamplificazione — è quanto occorre per conferire ad essa un guadagno rispondente a questa curva di lettura che risulta complementare alla precedente.

Un'incisione effettuata in queste condizioni per far sì che alle frequenze più alte si verifichi una traccia ancora utile comporta, alle frequenze basse, un eccesso di segnale. Per queste frequenze si avrebbe un'escursione tale da sconfinare nella spirale del solco attiguo: sarebbe necessario mantenere più distanziati i solchi, dal che essi risulterebbero in minor numero con conseguente minore durata di registrazione utile per il disco.

L'ampiezza del segnale - L'energia maggiore è captata dal microfono, in una ripresa musicale, alle frequenze basse: senza provvedimento alcuno si verificherebbe per tale fatto la stessa situazione che abbiamo segnalata per le variazioni di frequenza (figura 41 GH) a velocità costante.

Allora, per due diverse cause (frequenza ed ampiezza) si giungerebbe ad esasperare il fenomeno dato dai loro effetti in quanto gli stessi, volti ad un identico andamento, verrebbero a sommarsi.

La curva di correzione - Per evitare quanto sopra si caratterizza l'andamento dell'amplificazione in maniera che sulle frequenze alte si verifichi un guadagno sempre più importante al crescere della frequenza. Per essere più precisi **(figura 42 GH)**, stabilita una frequenza (1 000 Hz) alla quale non si ha correzione aggiuntiva, si può parlare di aumento di amplificazione al di sopra di essa e di attenuazione al disotto.

La curva di responso che ne risulta (quella della figura) è oggi adottata da tutte le fabbriche di dischi ed è nota come curva di incisione RIAA (o, anche, CEI); è il risultato di modifiche diverse apportate in tempi successivi. Ogni volta che l'evoluzione tecnica dei dispositivi di lettura ha messo in evidenza nuove possibilità si sono modificate le frequenze o i livelli di attenuazione o amplificazione. Ancora recentemente, i limiti 30 e 15 000 Hz definiti nel 1964 sono stati portati a 20 e 20 000 Hz.

Va da sé che la curva di incisione è determinante per definire la curva di responso che è necessario conferire all'amplificatore di lettura.

Se la testina di lettura è del tipo magnetico, come spesso avviene, la sua tensione d'uscita è proporzionale alla velocità di spostamento della punta: per questo, di fronte ad un'incisione che abbia subito le « alterazioni » della curva RIAA si rende necessario far sì che vengano amplificati maggiormente i segnali a frequenza bassa e, di riflesso, attenuati quelli a frequenza alta. Il tutto attorno ad una frequenza centrale di 1 000 Hz.

In altre parole, la curva di lettura (**figura 43 GH**) col suo andamento compensa quella di incisione essendone l'inverso. Dalla contrapposizione delle due curve deriva quell'andamento lineare che riflette il comportamento ideale di un complesso riproduttore: salvo riservarsi — come avviene — la possibilità di alterarlo a comando per l'ottenimento di effetti più rispondenti alle esigenze musicali e acustiche dell'ascolto.

Il disco di domani

Con la comparsa del sistema di registrazione magnetica si sarebbe potuto pensare ad un declino sempre più importante di quel mezzo prevalentemente meccanico che è il disco: non è stato affatto così. I due sistemi — al contrario — si sono valsi vicendevolmente delle loro particolari prerogative ed hanno trovato, ciascuno, una propria insostituibile collocazione.

Il disco offre sempre una densità elevatissima d'informazione registrata: più volte superiore a quella che, a parità di superficie può consentire il nastro. Esso può essere considerato una « memoria » del tipo ROM (vale a dire del tipo « Read Only », ossia di sola lettura) ad accesso libero: il supporto dell'informazione è il solco che, come abbiamo testé visto, la contiene in forma analogica-meccanica.

Il disco ha, inoltre, il pregio di una caratteristica dinamica molto più favorevole di quella delle correnti incisioni su « cassette »; col disco perciò, si possono seguire ed apprezzare fedelmente le più ampie escursioni tra pianissimi e fortissimi, pur restando nell'impiego di un qualsiasi esemplare che, stante la facile repetibilità (stampaggio) ha un costo per unità decisamente basso per quello che offre.

Il disco infine, nella sua forma e nelle sue modalità d'uso ha dimostrato di soddisfare pienamente l'utenza; tanto è vero che in un altro ramo dell'elettronica di intrattenimento, e precisamente in quello della televisione, si sta attivamente lavorando per offrire — accanto al nastro video — anche il disco video.

Ed è proprio da questi studi e dai risultati già conseguiti che è venuta l'idea di volgere a favore della registrazione audio le soluzioni che le severe necessità dell'iscrizione di un videosegnale avevano imposto.

Vi sono esempi di registrazione video su disco con traccia meccanica, tuttavia sembra oramai certo che solo un sistema ottico condurrà a risultati interessanti dal punto di vista commerciale.

L'impiego della luce

Pur non essendo un'idea nuova, quella della registrazione ottica, solo oggi col passaggio al segnale di tipo numerico essa, in uno con l'uso di luce coerente (laser), può far intravedere una produzione su scala industriale di un nuovo tipo di disco.

Vediamo il procedimento.

CODIFICAZIONE

Il segnale messo a disposizione dal microfono è, notoriamente, un segnale analogico per eccellenza. Come prima operazione occorre procedere ad una sua trasformazione in segnale numerico (digitale) ossia logico: ciò significa anzitutto analizzarlo e suddividerlo in un definito numero di « segmenti » (quantificazione) che possano essere contati con facilità.

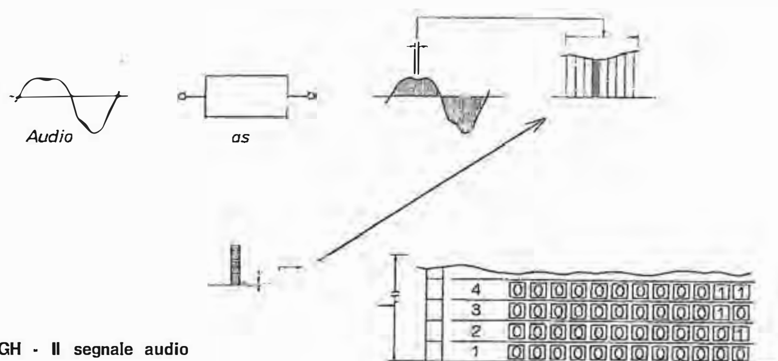


Fig. 44 GH - Il segnale audio (analogico) in as viene comparato, quantificato e codificato (secondo il sistema PCM) e consiste, all'uscita, in un treno di impulsi di ampiezza 1 o 0 rispecchiante l'andamento dell'informazione iniziale.

Ciascuno di questi segmenti corrisponde ad una tensione ben definita. Così il segnale, pur conservando il suo contenuto di informazione lo trasforma — e si trasforma — se osservato in modo analitico in entità codificata nel modo che si vede in **figura 44 GH**.

La tecnica digitale impiega impulsi che si qualificano e si quantificano secondo un semplicissimo codice detto **binario** che, in sostanza, si esprime soltanto con dei **si** e con dei **no** (o meglio, con « 1 » e « 0 »). In figura si vede, parzialmente, come le frazioni in cui il segnale è stato suddiviso, a seguito del conteggio, presentino ciascuna una successione di « 0 » (assenza di segnale) o di « 1 » (segnale presente). I segnali hanno tutti eguale ampiezza ed è solo la sequenza della successione degli « 1 » e degli « 0 » che li differenzia riflettendo la modulazione iniziale d'informazione.

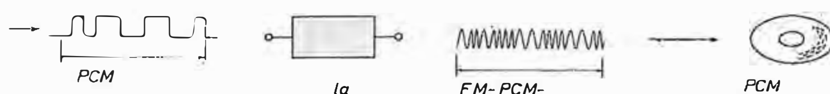


Fig. 45 GH - Il treno di impulsi di cui sopra — segnale PCM — in la è sottoposto ad una modulazione di Frequenza — FM: è disponibile ora in forma tale da poter essere avviato ad un modulatore ottico del raggio laser che incide il disco.

A questo punto il segnale disponibile è un segnale detto **PCM** (Pulse Code Modulated) e si osservi come esso si presenta, sempre ad ampiezza uniforme, all'inizio della **figura 45 GH**.

Il segnale PCM viene « compresso » secondo un trattamento abituale con questa tecnica, che ha lo scopo di restringere la larghezza di banda necessaria.

Indi, il segnale (che, ovviamente, ha in sé sempre la sua modulazione digitale) viene modulato col sistema della modulazione di frequenza (FM) e ciò perché così può essere utilizzato in un modulatore di luce laser.

La luce modulata è diretta, evidentemente sotto forma di sottilissimo raggio, sul disco vergine, rotante, sul quale lascerà un'indicazione permanente del suo impatto sotto forma di tacche (fusione, o meno, di un leggero strato metallico: **figura 46 GH**).

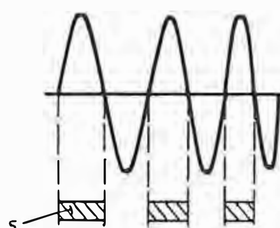


Fig. 46 GH - La tacca lasciata dal laser (s) sul disco originale ha una larghezza (nel senso della spirale = solco) di 0,6 μm; la lunghezza delle singole incisioni dipende, come si vede, dalla lunghezza d'onda della modulazione FM.

DECODIFICAZIONE

La **figura 47 GH** sintetizza il passaggio inverso a quello sin qui esposto e perciò si riferisce all'ascolto e, per meglio dire, alla fase iniziale di esso che vede la trasformazione dei segni registrati in segnali elettrici. Logicamente, da questa lettura deriva un segnale PCM modulato in FM, compresso, identico a quello che ha provocato l'iscrizione.

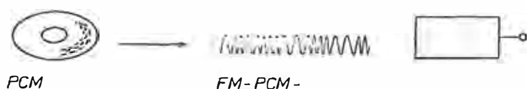


Fig. 47 GH - Dalla lettura del disco si ricava un segnale che è, logicamente, eguale a quello che ha effettuato l'incisione della matrice: occorre, come prima operazione, demodularlo FM.

Questo segnale viene demodulato FM ed all'uscita del demodulatore si disporrà del solo PCM: sarà espanso, in contrapposizione alla compressione subìta durante la fase di registrazione.

L'ultima operazione per disporre dell'audio consiste nel trasformare (**figura 48 GH**) il segnale analogico mediante un convertitore D/A.

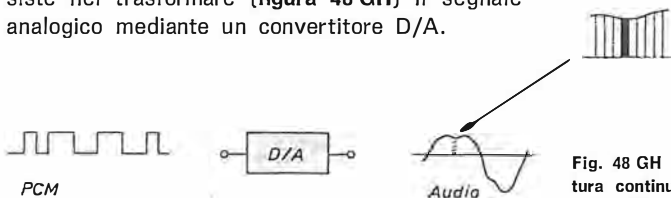


Fig. 48 GH - Il processo di lettura continua con la trasformazione del segnale PCM nel primitivo segnale analogico, cioè audio; ciò avviene con D/A, convertitore Digitale/Analogico.

ISCRIZIONE DELLA TRACCIA

Nella **figura 49 GH** quanto abbiamo già anticipato sulle operazioni della registrazione è visto con maggiori particolari. Come si vede, un raggio laser (ad Argon) viene modulato (modulazione ottica a variazione di frequenza) dal segnale preventivamente trattato: indi, il raggio è diretto mediante un sistema di lenti (obiettivo microscopico) sul disco da incidere ove, messo a fuoco perviene a dimensioni di 0,6 μm circa di diametro.

Il disco — in vetro — ha un diametro di 35,6 cm e presenta la faccia superiore metallizzata; ruota a velocità di 1 800 giri al minuto. Il raggio laser provoca l'evaporazione del metallo di cui è ricoperto il disco, con risultati quantitativi di incisione traducenti la modulazione che lo caratterizza.

Occorrono, evidentemente, dispositivi di registro e precisione meccanica molto spinti sia per i movimenti di traslazione che di posizionamento della testina nei riguardi della spirale da percorrere: si fa ricorso a motori asserviti e al raggio di un altro laser (Elio-Neon) che, per riflessione dal disco speculare utilizza la luce quale fonte di segnalazione di uno spostamento dalla norma: tale segnalazione provoca un intervento correttivo sui meccanismi di spostamento della testina.

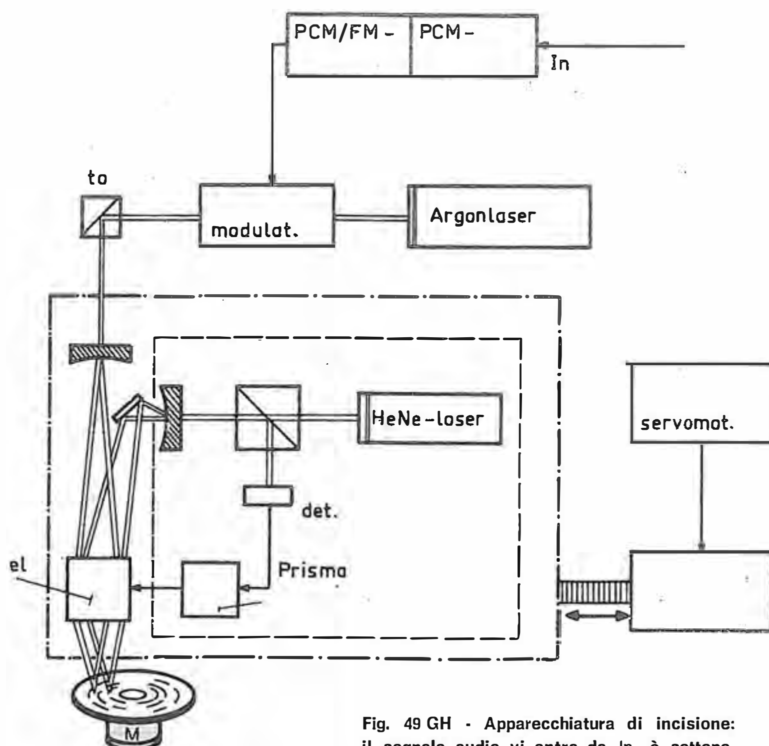


Fig. 49 GH - Apparecchiatura di incisione: il segnale audio vi entra da In, è sottoposto alle trasformazioni indicate e modula la luce del Laser-Argon. Questa è diretta da ta ed el sull'originale. Un dispositivo servo, autocorretto, comanda la vite di traslazione, un altro il motore M.

FABBRICAZIONE

Ottenuto l'originale in vetro recante l'informazione iscritta dal laser sul metallo, quest'ultimo, analogamente a ciò che avviene nella produzione dei dischi a solco viene rinforzato e maggiorato di spessore mediante bagno galvanico (nichel) onde pervenire ad una matrice metallica (**figura 50 GH**) robusta, in grado di trasferire per stampaggio (**figura 51 GH**) la sua impronta, ripetutamente, su polivinile (PVC) trasparente.

La superficie del disco trasparente viene metallizzata, indi ricoperta da uno strato protettivo.

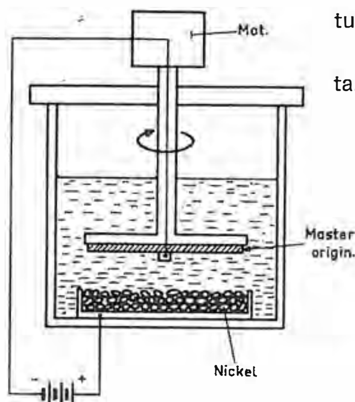
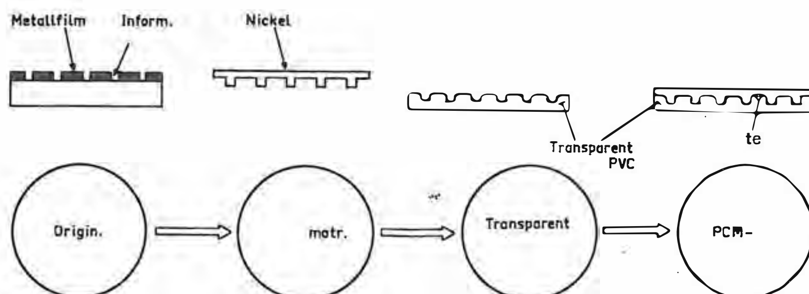


Fig. 50 GH - Dal disco originale viene ricavato, per aderenza, un controtipo metallico (un negativo) che, rinforzato mediante nichelatura, è impiegato per lo stampaggio dei dischi di serie (copie) trasparenti; questi ultimi vengono infine ricoperti da uno strato te che ha il compito di riflettere la luce laser, alla lettura.



LETTURA

Per il procedimento di lettura si dirige sul disco (**figura 52 GH**) la luce di un laser Elio-Neon mediante passaggi a mezzo prisma e specchi nonché un sistema di lenti che focalizzano il punto ad una tacca di 2 μm di diametro.

La riflessione di questa luce ritorna, per lo stesso percorso, ad un rivelatore (fotodiodo) il cui segnale, dopo la dovuta amplificazione, viene demodulato (FM). Successivamente questo segnale, come si è già detto, è sottoposto alla decodificazione e trasformato da digitale in analogico: come tale è inoltrabile agli usuali amplificatori di Bassa Frequenza per l'alimentazione degli altoparlanti.

I vantaggi principali di questo sistema che, in effetti rivoluzionerà la tecnica attuale, stanno in primo luogo — come appare subito evidente — nella eliminazione di qualsiasi contatto meccanico tra disco e dispositivo lettore; ciò si traduce nella assenza completa di usura delle due parti.

Non è difficile, stante tutta l'attrezzatura elettronica presente, predisporre la ricerca automatica del punto di inizio, la ripetizione continua di parti, oltre, ben inteso a tutte le automazioni (ad esempio, comando a distanza, ecc.) che già stanno entrando nella tecnica odierna.

Uno degli inconvenienti tradizionali dei giradischi attuali, dovuto alla residua percentuale di irregolarità del moto di rotazione del piatto («WOW e flutter») che può portare ad una riproduzione «lamentosa» è qui ad un valore estremamente basso, quasi non misurabile (0,00001 % contro 0,10 %).

La dinamica possibile è superiore di ben 20 dB e più — e così il rapporto segnale/rumore — a quella dell'attuale disco: si raggiunge un valore, per il primo dato, di 92 ÷ 98 dB e, per il secondo, di 77 dB.

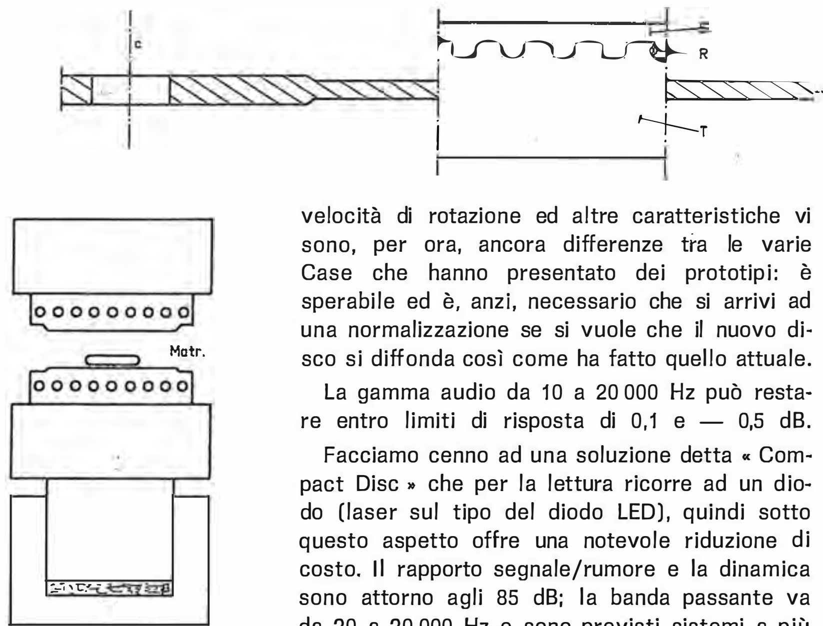


Fig. 51 GH - La pressa che stampa a caldo le copie viniliche è a fluido (olio). In alto, a destra, è riprodotta la metà di un disco (il centro è c) vista in sezione con un parziale ingrandimento che mette in evidenza lo strato di copertura S, la zona riflettente R e quella trasparente T.

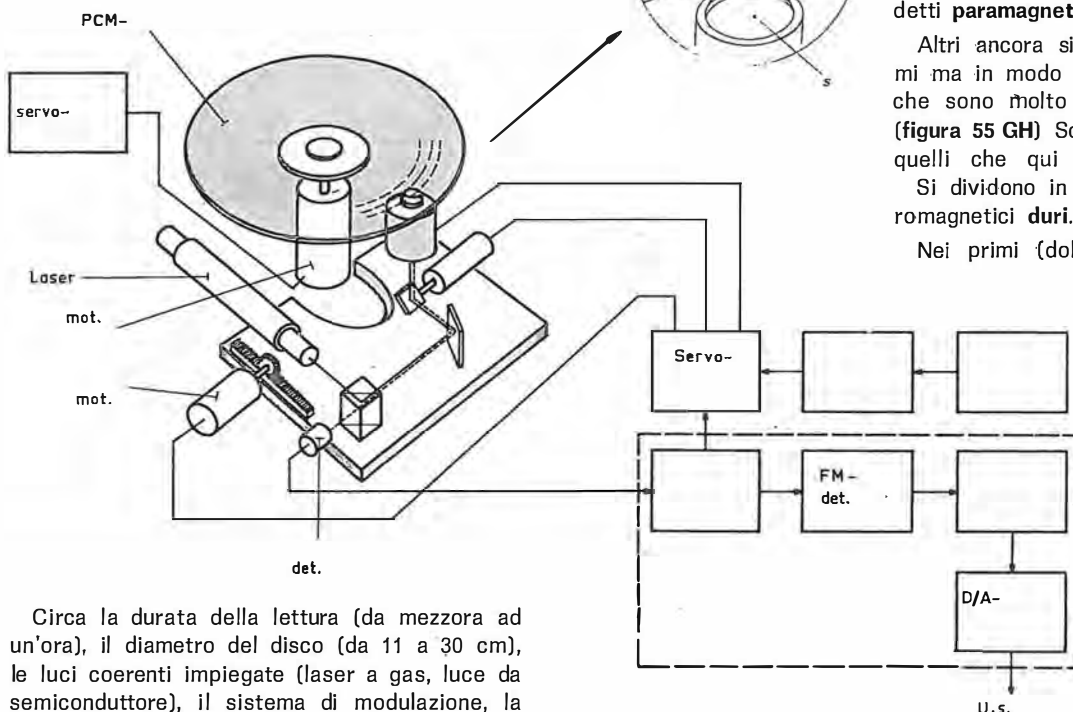


Fig. 52 GH - La lettura del disco può essere effettuata unicamente con sistema ottico, quindi l'apparecchiatura è simile a quella di incisione. Nel particolare, la luce laser (l) uscente da s, perfettamente perpendicolare e distante 1,5 mm, è focalizzata sulle tacche. Un servomeccanismo mantiene la messa a fuoco, un altro il posizionamento sulla spirale, un altro ancora la traslazione radiale ed un ultimo, la rotazione.

Circa la durata della lettura (da mezzora ad un'ora), il diametro del disco (da 11 a 30 cm), le luci coerenti impiegate (laser a gas, luce da semiconduttore), il sistema di modulazione, la velocità di rotazione ed altre caratteristiche vi sono, per ora, ancora differenze tra le varie Case che hanno presentato dei prototipi: è sperabile ed è, anzi, necessario che si arrivi ad una normalizzazione se si vuole che il nuovo disco si diffonda così come ha fatto quello attuale.

La gamma audio da 10 a 20 000 Hz può restare entro limiti di risposta di 0,1 e — 0,5 dB.

Facciamo cenno ad una soluzione detta «Compact Disc» che per la lettura ricorre ad un diodo (laser sul tipo del diodo LED), quindi sotto questo aspetto offre una notevole riduzione di costo. Il rapporto segnale/rumore e la dinamica sono attorno agli 85 dB; la banda passante va da 20 a 20 000 Hz e sono previsti sistemi a più canali con buona separazione tra i canali stessi.

I corpi ferromagnetici

Un corpo sottoposto ad un campo magnetico, a seconda della sua natura si comporta in diverso modo.

Vi sono corpi che, in tali condizioni, determinano una deviazione delle linee di forza del campo, verso l'esterno (**figura 53 GH**): sono definiti **diamagnetici**. La loro suscettività magnetica è quindi negativa; ad esempio, argento e bismuto sono «respinti» da un magnete.

Altri corpi determinano una deviazione che è contraria a quella testé citata, ma con azione piuttosto debole: deviano pertanto verso il loro interno le linee di forza (**figura 54 GH**) e sono detti **paramagnetici**.

Altri ancora si comportano come questi ultimi ma in modo molto più marcato, vale a dire che sono molto permeabili alle linee di forza (**figura 55 GH**) Sono detti **ferromagnetici** e sono quelli che qui maggiormente ci interessano.

Si dividono in ferromagnetici **dolci** ed in ferromagnetici **duri**.

Nei primi (dolci) la magnetizzazione indotta

in seguito alla presenza del campo magnetico **scompare** se quest'ultimo viene a mancare.

Negli altri (duri) il comportamento è assai diverso: se il campo magnetico viene a mancare la magnetizzazione indotta **non scompare**.

Vediamo ciò che, in effetti, avviene con questi ultimi.

Supponiamo di introdurre un corpo di tal genere nel flusso di una bobina percorsa da corrente (elettromagnete) e facciamo in modo che questa corrente possa essere variata a comando manuale.

Intanto — per prima cosa — si conferma ciò che abbiamo già accennato: le linee di forza si concentrano nel corpo in modo tanto più grande quanto più spiccate sono le proprietà magnetiche del materiale. In termini scientifici si suol dire che la densità del flusso magnetico aumenta all'aumentare della « permeabilità » magnetica del corpo in esame.

Variamo ora la corrente che percorre la bobina in modo che il suo campo magnetico da **0** (assenza di corrente) raggiunga (**figura 56 GH**) un valore **+ H**. La linea tratteggiata della figura mostra l'andamento della magnetizzazione che viene, conseguentemente, indotta nel corpo.

Si può notare in proposito che la variazione dell'induzione (indicata, quest'ultima, come **+ B**) non è lineare: cresce secondo una curva e, oltre un certo valore di **+ H** non aumenta più, assumendo una evidente tendenza a collocarsi parallelamente all'asse di aumento di **H**. Ciò vuol dire, evidentemente, che si è raggiunto un punto di saturazione. Del resto, ricordiamo di aver già osservato questo fenomeno, nonché gli argomenti in questione, occupandoci del magnetismo, dei materiali magnetici e delle loro proprietà nonché del concetto di isteresi (figure 46-47-48 D e seguenti).

Se, ora, facciamo diminuire la corrente che percorre la bobina in modo che **H** varî linearmente in diminuzione e ritorni, appunto, dal valore **+ H** raggiunto a **0**, ci si dovrebbe aspettare una corrispondente diminuzione di **+ B** (induzione magnetica) con un andamento esattamente eguale (ma, in senso inverso, naturalmente) a quello che la linea tratteggiata ha indicato. Non è così, e ciò che avviene lo osserviamo in figura 57 GH.



Fig. 53 GH - Un corpo DIAMAGNETICO tende sempre a deviare, e cioè ad allontanare da sé, le linee di un eventuale flusso magnetico che lo investa.

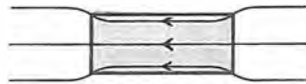


Fig. 54 GH - Un corpo PARAMAGNETICO ha una debole tendenza a concentrare su di sé le linee di flusso.

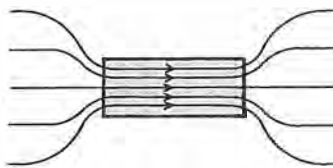


Fig. 55 GH - Un corpo FERROMAGNETICO ha una tendenza spiccata a deviare verso il suo interno le linee di un flusso magnetico: se è di tipo duro, al cessare del flusso conserva una certa magnetizzazione.

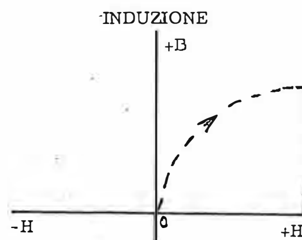


Fig. 56 GH - La magnetizzazione di un corpo ferromagnetico duro cresce al crescere del flusso che lo investe ma non in modo direttamente proporzionale bensì seguendo questa curva sino ad un punto di saturazione.

Se il materiale è ferromagnetico del tipo « duro », **B** diminuisce molto più lentamente del previsto ossia, secondo la linea che procede verso il punto di **magnetismo** residuo indicato in figura. In altri termini: quando il campo inducente (+ **H**) ritorna a **0**, il campo indotto (+ **B**) non va a zero anch'esso, ma rimane (da qui il termine di « residuo ») ad un valore che, sempre in figura, è indicato **Br**.

Questo è il fenomeno che si suole indicare col nome di **persistenza magnetica** e che è fondamentale, come si intuisce, per registrare magneticamente valori elettrici diversi.

Se, ora, il campo magnetico viene fatto crescere nuovamente ma con polarizzazione contraria (ad esempio, invertendo la polarità della corrente) a quella prima adottata, interesseremo il tratto da **0** a **— H** sul quale ad un certo momento si verificherà l'annullamento del magnetismo residuo. Per esprimere questa azione che sopprime il magnetismo si mette in atto una forza che è, evidentemente, **coercitiva**.

Si può proseguire nell'aumento di magnetizzazione negativa e, come si vede in **figura 58 GH**, l'induzione crescerà sino ad un nuovo punto di saturazione.

Tutto questo andamento del magnetismo rispetto alla corrente di magnetizzazione ed alla sua polarità può essere ripercorso a ritroso (salvo l'alterazione o spostamento provocato dalla persistenza magnetica) variando la corrente (e quindi la magnetizzazione da **— H** verso **+ H**. Il risultato sarà quello di **figura 59 GH** ed — evidentemente — l'intero ciclo darà luogo a ciò che si osserva in **figura 60 GH** ove esso si chiude.

È questo il ciclo, del resto a noi già noto, detto **ciclo di isteresi**.

Esso è fondamentale per quanto riguarda la registrazione magnetica in quanto, come vedremo, il « magnetismo residuo » viene sfruttato

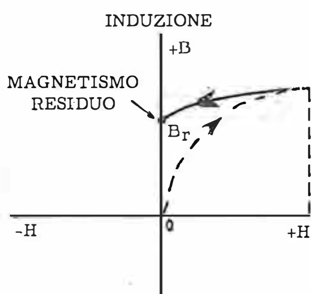


Fig. 57 GH - Diminuendo ora il flusso (da + H verso zero) la magnetizzazione non scompare ma si attesta su di un valore residuo Br.

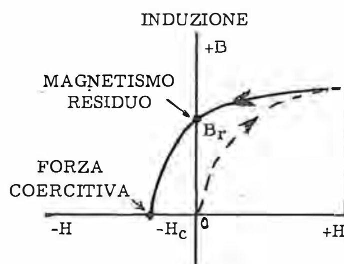


Fig. 58 GH - Applicando poi un flusso contrario (da 0 a — H) al primo come polarità, si riesce a riportare a zero il magnetismo residuo della prima magnetizzazione.

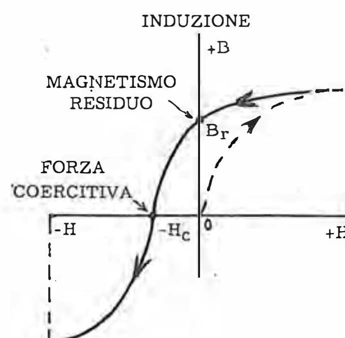


Fig. 59 GH - Se il magnetismo negativo cresce ulteriormente si raggiunge il punto di una nuova saturazione (negativa).

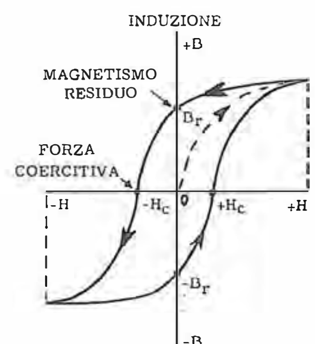


Fig. 60 GH - Tutte le fasi sin qui viste, ripetute con polarità contraria riportano al punto della prima saturazione: è il ciclo d'isteresi di quel corpo.

per la registrazione e la riproduzione mentre la « forza coercitiva » viene usata per la cancellazione; come si sa, qualsiasi registrazione magnetica può essere cancellata.



Per registrare

Già è stata illustrata (figura 5 GH) la predisposizione tipica dei mezzi atti ad effettuare questa operazione che consiste nel lasciare in un materiale del tipo « duro » una traccia (precisamente, una magnetizzazione localizzata e quantificata) proporzionale all'entità ed alla frequenza di un dato segnale.

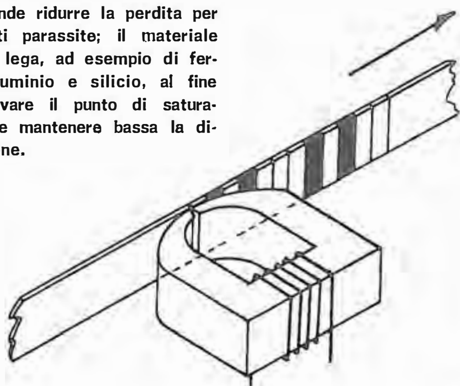


Fig. 61 GH - Il nucleo delle testine è, molto spesso, lamellare onde ridurre la perdita per correnti parassite; il materiale è una lega, ad esempio di ferro, alluminio e silicio, al fine di elevare il punto di saturazione e mantenere bassa la distorsione.

L'elettromagnete che serve a ciò e di cui abbiamo spesso parlato, nella funzione in questione assume la struttura e la forma nota come **testina magnetica**.

Il corpo « duro » è quasi sempre un ossido metallico depositato su di un nastro-supporto: è il noto **nastro magnetico**.

Dalla **figura 61 GH** che mostra in prospettiva, ciò che già la figura 5 GH riportava, si rileva subito che il nastro deve **scorrere** davanti alla testina; il fatto è intuitivo, dato che si presume sia da registrare un segnale che si diversifica in ampiezza e frequenza nel tempo. Lo scorrere del nastro equivale, evidentemente, alla rotazione del disco grammofonico.

La differenza in ampiezza porterà ad una maggiore o minore penetrazione del flusso (linee di forza) nello strato della sostanza magnetica (**figura 62 GH**).

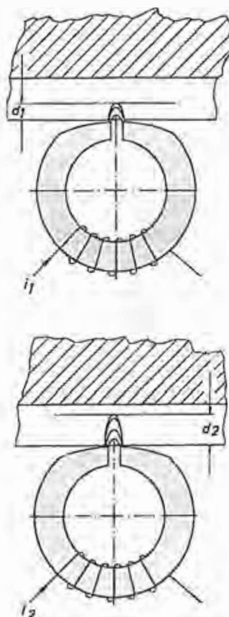


Fig. 62 GH - Per una corrente i1 più debole di i2, il campo magnetico della testina — che si localizza alle estremità polari — è minore; pertanto, penetra meno (d1) nello strato magnetizzabile del nastro, di quanto non accada (d2) per i2.

Fig. 63 GH - A corrente di segnale zero non vi sono linee di forza, quindi non v'è magnetizzazione; la corrente si presenta, in fase crescente, e si ha una magnetizzazione in aumento (sino all'apice della semionda) per le linee che penetrano nello strato, passando sopra all'apertura del traferro.

La differenza di frequenza porterà ad un maggiore o minore numero di magnetizzazioni nell'unità di spazio destinata allo scopo.

Si noti che la differenza di ampiezza è riferibile — per queste considerazioni — non tanto all'intensità media del segnale quanto alla singola semionda. In altri termini, quest'ultima si iscriverà sul nastro secondo l'intensità istantanea come si osserva in **figura 63 GH**, e con l'effetto polarizzante che la **figura 64 GH** mette chiaramente in evidenza.

Dopo l'operazione di registrazione, in conseguenza di quella magnetizzazione residua alla quale abbiamo accennato in principio a proposito del ciclo di isteresi, il nastro possiede un flusso magnetico residuo (trasmessogli dal campo magnetico della testina) che è funzione della frequenza e del livello di registrazione (**figura 65 GH**).

Osservando al microscopio lo strato di ossido metallico che ricopre il nastro si rileva che esso è formato da numerosi bastoncini, irregolari nella forma, ma comunque oblunghi, orientati tutti nella stessa direzione. Nella fabbricazione del nastro si persegue questo fine, dello stesso orientamento, per far sì che queste particelle di ossido siano quanto più numerose possibile; se fossero distribuite a caso si avrebbero molte cavità tra parti adiacenti, riempite solo dalla resina che agisce da collante: il rendimento del nastro sarebbe inferiore.

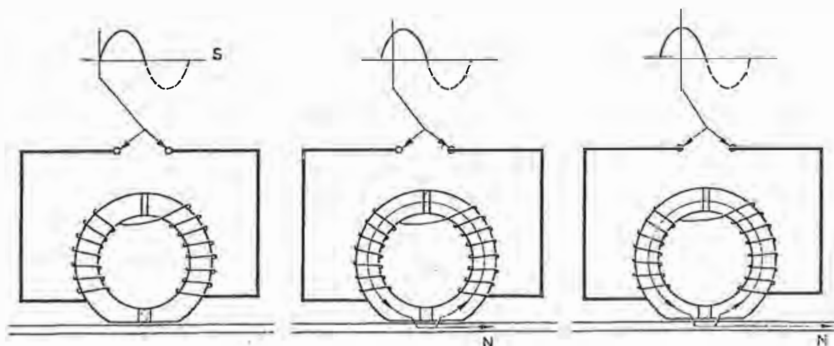
Questa ordinata presenza di particelle non deve far pensare che anche le relative molecole siano parimente orientate. Queste, in grande numero per ciascuna particella, possono essere considerate altrettanti singoli magneti, orientati a caso: di conseguenza, le varie polarità contrastanti si annullano e danno al nastro non magnetizzato la caratteristica dello stato neutro.

Nella citata disposizione irregolare dei magnetini molecolari un certo numero di essi risulterà orientato con polarità N verso destra: un'altra quantità con detta polarità verso sinistra o in direzione intermedia, così come è accennato in **A** della **figura 66 GH**.

All'atto dell'applicazione di un campo magnetico vi saranno magnetini già orientati secondo la polarità del campo applicato, altri diretti in senso contrario ed altri ancora in direzione varia. Il campo applicato tenderà a portare di colpo, tutti i magnetini nella sua direzione, rovesciando la polarità di quelli opposti.

Con un campo non molto intenso rovescieranno la polarità solo quelli in posizione varia; con un campo più alto si arriva ad influenzarli tutti. La **B** della figura 66 GH mostra come, al punto di saturazione (A) corrisponda la direzione unica dei magnetini.

In sostanza quindi, registrazione magnetica significa polarizzazione di magneti molecolari. Maggior numero di magnetini polarizzati è conseguente ad una maggiore ampiezza del segnale: è, più in dettaglio, quanto abbiamo già visto in figura 62 GH.



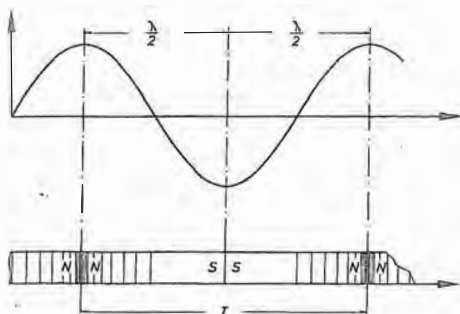


Fig. 64 GH - Una mezza onda dà luogo ad una piccola zona magnetizzata N/S cui fa seguito un'altra piccola zona S/N dovuta alla restante metà dell'onda, e così via per tutto il nastro allo sfilare dello stesso davanti al traferro.

Più alta è la frequenza, maggiore è il numero di magneti influenzati per una data lunghezza di nastro (vedi, in proposito, la figura 64 GH).

Ora è chiaro ciò che avverrà se la corrente di magnetizzazione sarà tolta: alcuni magnetini ritorneranno alla loro posizione originaria ma una certa parte resterà orientata (figura 66 in **C**).

Sin qui si è sempre parlato di registrazione e non ancora di lettura della registrazione: vedremo tra breve che quest'ultima operazione inizia — è ovvio — anch'essa da una testina magnetica. In molti apparecchi è la stessa testina magnetica di registrazione che, commutata elettricamente, funge da lettrice. Tuttavia, un'apparecchiatura di una certa qualità sarà dotata di due testine anzi, ad essere più precisi, di tre, in quanto vedremo come sia necessario disporre di un elettromagnete per cancellare eventuali registrazioni presenti sul nastro, immediatamente prima che esso si presenti per ricevere il flusso del segnale al traferro della testina di registrazione.

Il settore cruciale di quest'ultima è proprio il traferro, ossia quella zona che sta tra i due poli e che deve, sulla parte frontale, venire a stretto contatto col nastro. La larghezza di tale apertura deve essere uniforme. Bisogna anche premettere che un traferro di sola aria non è possibile, in primo luogo perché si riempirebbe ben presto di polvere d'ossido del nastro e di sporcizia, in secondo luogo perché le caratteristiche potrebbero subire mutamenti anche in relazione alla pressione atmosferica ed alla temperatura. Perciò, tra un polo e l'altro del nucleo si inserisce uno spessore di oro o bronzo fosforoso, materiali caratterizzati da un comportamento diamagnetico.

In conseguenza, le linee del flusso tra i due poli incontrando un materiale a bassa permeabilità (alta resistenza magnetica) deviano il loro percorso e passano di preferenza nello strato d'ossido soprastante.

Dal momento che è lo spigolo o bordo d'uscita delle armature polari che stabilisce l'induzione e l'ampiezza del flusso, lo spessore del traferro può anche essere relativamente grande, tanto da coprire diversi cambiamenti di ampiezza e polarità mentre il nastro si approssima al punto di massimo flusso, lo raggiunge, e se ne allontana.

Lo spessore del traferro di una testina di lettura deve essere, a differenza di quella di incisione, quanto minore possibile, come vedremo.

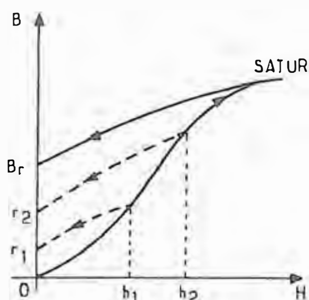


Fig. 65 GH - La rimanenza magnetica anche se non si raggiunge la corrente che provoca la saturazione si verifica comunque e si assesta, ben inteso, su valori inferiori, così come — in figura — r2 per h2, r1 per h1.

Utilità di una polarizzazione

Riprendendo un momento in esame la figura 65 GH rileviamo come il percorso « punto zero - saturazione », che deve essere seguito se si vuole che le rimanenze magnetiche **r1**, **r2**, **Br** siano uniformemente distribuite, non è tale da costituire per **h1**, **h2**... una crescita uniforme: in altri termini, la sua particolare curvatura ci dice, tra l'altro, che all'inizio della magnetizzazione, per ottenere — ad esempio — **r1**, occorre interessare un'entità di forza magnetizzante (**h1**) superiore a quella che necessiterà per passare da **r1** ad **h2**, ecc.

Tutto ciò porta ad un'alterazione nel trasferimento corrente di segnale-magnetizzazione, alterazione che può essere meglio definita nel nostro caso come distorsione.

Ci si ricordi che il segnale da registrare è, nelle applicazioni correnti di cui ci interessiamo, un segnale audio, vale a dire un segnale in alternata, traducibile per l'esame dei comportamenti nella classica sinusoide. Avremo di conseguenza una parte positiva ed una parte negativa, il che vuol dire la necessità di considerare l'azione di magnetizzazione anche per un'altra curva, eguale a quella di figura 65 GH ma posta nel quadrante negativo: anch'essa partirà da zero e anch'essa perverrà, con andamento non rettilineo, al punto di saturazione (negativo).

Quanto sopra è quel che, del resto, abbiamo già visto con le figure 59 e 60 GH.

Così i due punti di saturazione saranno congiunti da una curva, a forma di S, che può a ragione essere definita curva di trasferimento. Vedremo ora ciò che ci costringe a fare l'andamento particolare di questa curva se vogliamo evitare la distorsione.

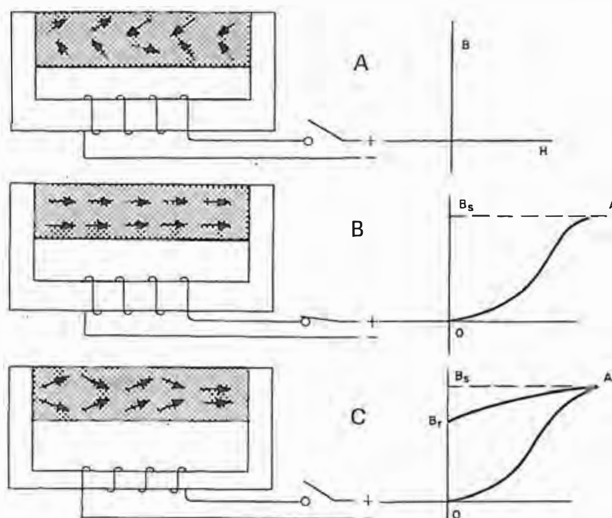
Intanto occorre dire che, senza interventi, questa distorsione è notevole. Osserviamo la **figura 67 GH** nella quale è riportata, appunto, una curva di trasferimento di un supposto dispositivo di magnetizzazione.

Il segnale (sinusoide) da registrare, nell'am-

Fig. 66 GH - In un nastro allo stato neutro i magnetini elementari sono orientati e polarizzati a caso, senza alcun ordine.

Avviando corrente all'avvolgimento sino alla saturazione A, i magnetini si orientano tutti secondo una polarità.

Staccando l'alimentazione resta la magnetizzazione residua Br ossia, una parte di magnetini elementari rimane polarizzata.



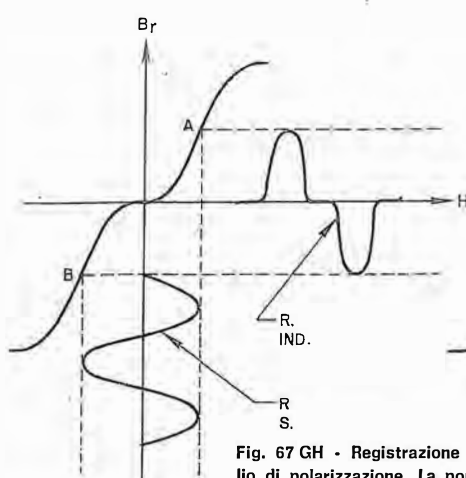


Fig. 67 GH - Registrazione senza l'ausilio di polarizzazione. La porzione distorta della curva di trasferimento (da A a B) provoca forte distorsione dell'induzione (R. IND.) rispetto al segnale sinusoidale RS.

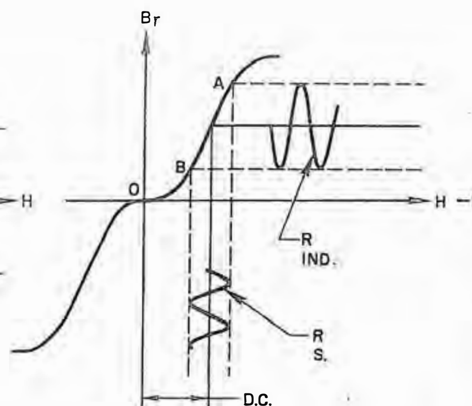


Fig. 68 GH - La parte utile della caratteristica, da A a B è più corta di quella sfruttata in condizioni di non polarizzazione, ma con questa polarizzazione in corrente continua l'uscita (magnetizzazione) è indistorta.

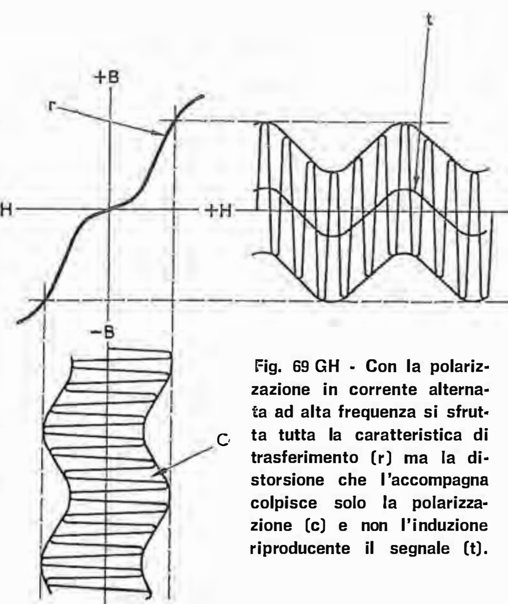


Fig. 69 GH - Con la polarizzazione in corrente alternata ad alta frequenza si sfrutta tutta la caratteristica di trasferimento (r) ma la distorsione che l'accompagna colpisce solo la polarizzazione (c) e non l'induzione riproducente il segnale (t).

piezza considerata interesserà il comportamento tra **B** ed **A** ed è evidente che l'andamento piatto che si verifica simmetricamente attorno allo zero porterà all'assenza di magnetizzazione, in maniera ripetuta (distorsione armonica) nel punto corrispondente sulla linea di **H**.

Tra le prime soluzioni del problema dell'eliminazione di questa elevata distorsione vi è il metodo dell'applicazione di polarizzazione aggiuntiva con corrente continua. Esso è stato adottato per molti anni, nel passato: ora è superato nei risultati da un altro sistema, che vedremo; tuttavia ne facciamo cenno perché l'esame è un'utile introduzione al sistema odierno.

Una polarizzazione fissa, aggiuntiva, è facilmente ottenibile facendo circolare, in modo permanente, assieme alla corrente del segnale, nell'avvolgimento della testina di registrazione, una corrente continua. Il risultato è intuibile ed è quello che la **figura 68 GH** ci mostra.

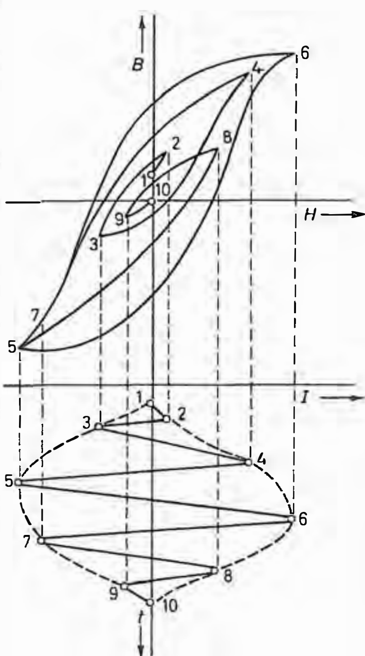
Il vantaggio che se ne trae (maggiore linearità) dipende dal fatto che la forza magnetizzante aggiuntiva, provocata dal passaggio della corrente continua sposta il punto centrale di funzionamento a metà di una sezione assai più lineare della curva (vedi figura, tra **B** ed **A**). Il segnale da registrare allora, con la sua corrente provocherà variazioni di forza magnetizzante (e quindi, la registrazione) su entrambi i lati di questo nuovo punto, col risultato di una distorsione indubbiamente minore.

Il principale inconveniente di questa tecnica è anch'esso evidente in figura: soltanto un breve tratto della curva di trasferimento può essere utilizzato. Il livello del segnale modulante deve, per tale fatto, essere limitato altrimenti si incorre in una distorsione non minore di quella che si è voluto evitare.

Un secondo inconveniente deriva da un rumore di fondo più alto perché non vi è mai demagnetizzazione completa: il rapporto segnale/rumore ne risulta influenzato in maniera sfavorevole.

Diremo anche che è stato a suo tempo applicato un altro metodo per trasmettere al nastro

Fig. 70 GH - L'andamento tipico dei successivi cicli di isteresi, in graduale aumento (da 1 a 6) e successivamente in graduale diminuzione (da 6 a 10) è in relazione, come si vede, a più cicli dell'oscillazione (in basso). L'azione porta ad un annullamento di qualsiasi registrazione preesistente.



una magnetizzazione polarizzante: esso sottostava all'intenso livello di un polo di magnete permanente prima di raggiungere la testina registratrice. Sebbene i risultati fossero migliori come ampiezza di segnale ammissibile restava sempre il grosso inconveniente del rumore di fondo.

Il sistema migliore si è rivelato quello che fa ricorso ad una polarizzazione ottenuta anziché con corrente continua, con corrente alternata. Anch'essa è avviata all'avvolgimento della testina assieme alla corrente di segnale; è caratterizzata, in primo luogo, da un'ampiezza che è notevolmente superiore (anche dieci volte) a quella massima del segnale. La sua frequenza (fissa, ovviamente) è anch'essa più elevata (50 ÷ 60 kHz) di quella dello spettro audio e la sua ampiezza deve essere stabile.

Si veda in **figura 69 GH** come può essere rappresentato questo trasferimento. Siamo nuovamente in presenza dell'utilizzazione di tutta la curva ma di essa, grazie all'effetto dell'alta frequenza, si utilizzano solo le due porzioni sostanzialmente lineari.

La corrente di segnale obbliga i picchi della polarizzazione a collocarsi a destra ed a sinistra in simpatia alla sua ampiezza e polarità: nello stesso tempo l'ampiezza del segnale è mantenuta in limiti tali da non oltrepassare la porzione rettilinea della curva.

Naturalmente per la corrente di polarizzazione che è così ampia da abbracciare l'intera curva si verifica distorsione ma questa distorsione non provoca effetti perché i cicli di polarizzazione scompaiono dal nastro dopo che esso è passato dal traferro in seguito ad un fenomeno di autosmagnetizzazione. Il fatto che importa è che essendo i picchi sulla destra del diagramma prodotti a mezzo delle sezioni lineari della curva riflettono lo stesso collocamento che hanno sul segnale entrante di polarizzazione. L'induzione restante sul nastro (linea centrale) è la copia indistorta di quanto avviato alla testina di registrazione (segnale B.F.).

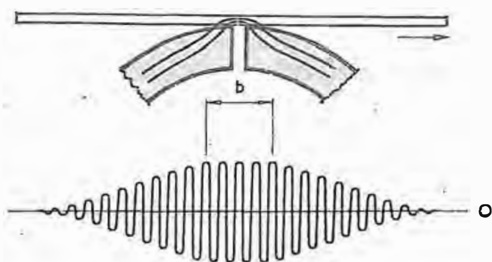


Fig. 71 GH - Al fine di imporre al nastro più magnetizzazione nella stessa area si costruiscono le testine di cancellazione con un'apertura del traferro relativamente ampia: ciò permette, tra l'altro di influenzare (vedi d) il nastro in maniera graduale prima e dopo il traferro.

La cancellazione

Il nastro sul quale si vuole registrare il segnale deve presentarsi alla testina di registrazione privo di qualsiasi altra magnetizzazione: se si correda l'apparecchio di un dispositivo che provveda ad annullare, immediatamente prima, qualsiasi traccia magnetica esistente si ha evidentemente, oltre tutto, la nota possibilità di riutilizzare più volte lo stesso nastro, per registrazioni diverse.

Il principio applicato a questo proposito si basa, anch'esso, sull'azione di una testina: a differenza di quella di registrazione questa testina deve cancellare. Le viene avviata una corrente relativamente alta con tensione di frequenza anch'essa alta. In pratica si usa spesso lo stesso oscillatore previsto per la polarizzazione e perciò, la stessa frequenza. La corrente però deve essere molto più intensa per cui se l'oscillatore è unico, nell'impiego di polarizzazione deve essere prelevata una frazione dell'energia generata.

Il nastro presentandosi alla testina di cancellazione subisce ovviamente una notevole magnetizzazione, in particolare, massima allorché l'area interessata si trova al centro del traferro. Prima di arrivare al centro, e dopo di averlo lasciato, gli sono applicati altri cicli di magnetizzazione che però hanno un effetto minore in relazione alla distanza intercorrente. In sintesi, si verificano tanti cicli di isteresi, gradualmente crescenti e — raggiunto il massimo — decrescenti, come se ne possono vedere nella trasposizione di cui a **figura 70 GH**.

Ciascuna particella magnetica viene sottoposta ai successivi cicli di magnetizzazione-smagnetizzazione che la portano ai due opposti punti di saturazione; quando lasciano il campo le particelle non posseggono più alcuna traccia di segnale ed il nastro risulta neutro, così come è necessario.

La testina di cancellazione (**figura 71 GH**) onde influenzare una parte di nastro tale da ricevere più oscillazioni deve avere un traferro ampio. La figura mette anche in evidenza il campo crescente e decrescente che investe il nastro.

L'energia richiesta per creare un forte campo magnetico di saturazione nonché la notevole dispersione causata dall'ampia apertura del traferro portano ad un facile riscaldamento dell'assieme: onde ridurlo è uso corrente impiegare per il nucleo del circuito magnetico ferriti ad alta permeabilità.

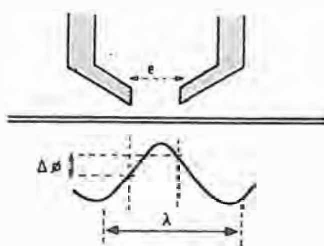


Fig. 72 GH - La variazione del flusso ai capi delle armature della testina magnetica è strettamente legata alla larghezza del traferro posta in relazione alla lunghezza d'onda del segnale che corrisponde al rapporto: velocità del nastro/frequenza.

Fig. 73 GH - Queste curve sono relative all'andamento alla frequenza di una testina e mettono in evidenza come il rendimento cresca all'aumentare della frequenza, ed — anche — come il limite più alto raggiungibile, in frequenza, dipenda dalla velocità del nastro.

La corrente generata dall'oscillatore deve essere perfettamente sinusoidale: una sua forma asimmetrica (dovuta, ad esempio, ad armoniche pari) lascia sul nastro una residua polarizzazione a corrente continua che introduce distorsione nella successiva registrazione.

Il responso in frequenza

Il numero di magnetini elementari del nastro influenzati dalla testina di registrazione nell'unità di tempo è tanto più grande quanto più alta è la frequenza; ed essi sono tanto più lunghi quanto maggiore è la velocità del nastro che scorre. Infatti, uno scorrimento veloce sottopone al campo maggiore area a parità di tempo. Con riferimento alla constatazione testé accennata occorre ricordare anche un altro fattore molto importante, ed è la larghezza del traferro.

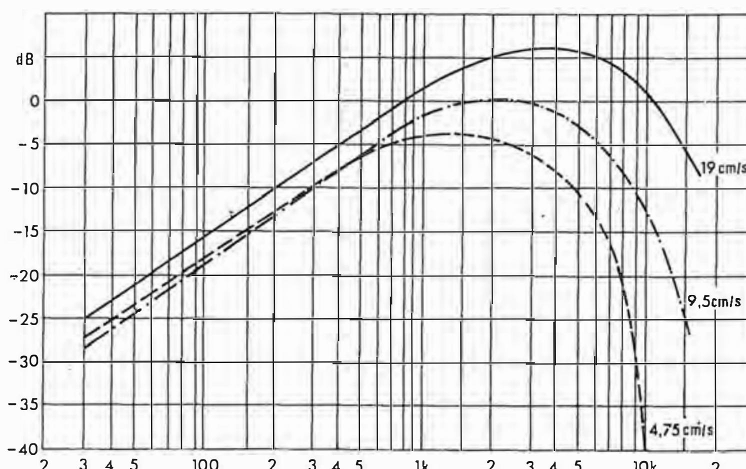
Si veda in proposito la **figura 72 GH**. Fino a che la lunghezza d'onda (λ) da registrare è superiore alla larghezza del traferro (e) si verifica una differenza di flusso tra i due poli della testina che induce corrente (ΔØ) nell'avvolgimento.

Se la lunghezza d'onda è eguale ad « **e** » non vi è differenza di flusso: è un valore critico, oltre il quale però, aumentando la lunghezza d'onda rispetto al traferro, la tensione d'uscita si verifica nuovamente e cresce, per raggiungere un massimo a 1,5 λ e cadere nuovamente a zero per 2 λ e così via. Si hanno massimi per larghezza del traferro corrispondenti a valori dispari di lunghezza d'onda e minimi per multipli interi.

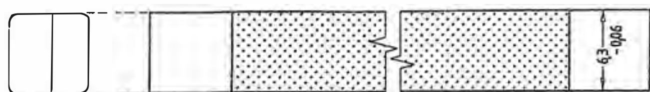
Se la velocità di scorrimento del nastro davanti al traferro è, ad esempio, raddoppiata, anche la lunghezza dei magnetini elementari, come si è già detto, risulta doppia. Ne consegue che la frequenza stessa può essere raddoppiata prima che si verifichi un'autosmagnetizzazione conseguente ad eccesso di elementi in una stessa area.

Così si vede (**figura 73 GH**) che una velocità di 19 cm/s consente di raggiungere i 17 kHz mentre con 4,75 cm/s non si perviene neanche a 10 kHz.

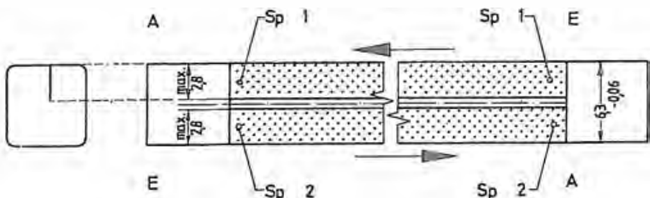
Consideriamo un momento quanto avviene dal



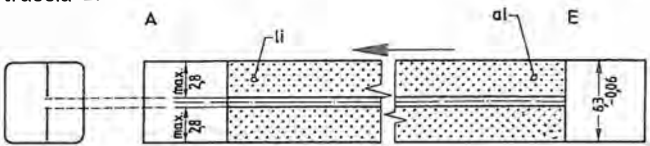
NORME DIMENSIONALI STANDARDIZZATE RELATIVE AL NASTRO MAGNETICO ED ALLE PISTE



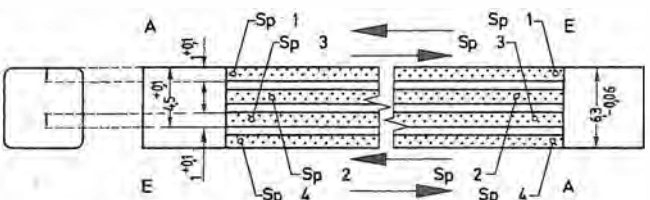
Registrazione monofonica a traccia unica. Fine della registrazione a destra. A sinistra è riprodotta la testina magnetica col traferro.



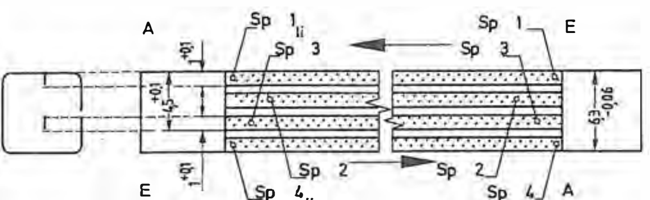
Registrazione monofonica a due tracce con inversione di marcia. A = inizio ed E = fine. Sp 1 = traccia 1; Sp 2 = traccia 2.



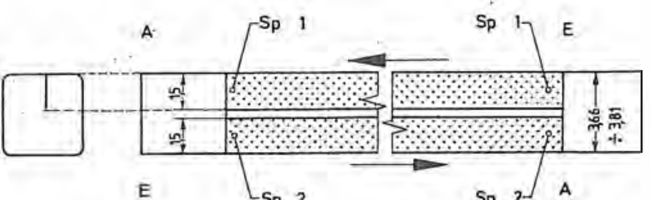
Registrazione a due tracce stereo. Canale sinistro = li; canale destro = al.



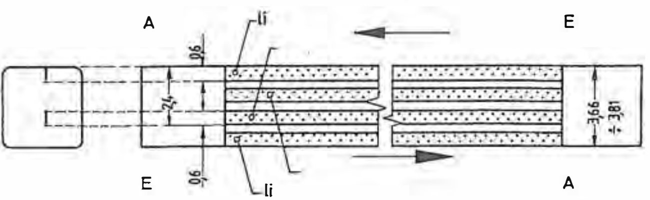
Registrazione monofonica a quattro tracce con inversioni di marcia. Sp 1, Sp 2, Sp 3, Sp 4 = tracce 1, 2, 3, 4.



Registrazione stereofonica a quattro piste con inversione di marcia. Canale sinistro = li.



Registrazione monofonica, con inversione di marcia, per registratori a cassette (Compact-cassette).



Registrazione stereo a quattro piste, con inversione di marcia, per registratori a cassette (Compact-cassette).

lato « lettura » di un nastro registrato.

Qui avremo una testina che, a contatto del nastro in movimento darà luogo ad una tensione. Le linee di flusso che vengono intercettate dai poli per le frequenze alte porteranno ad un regime di mutamenti più rapido di quello provocato dalle linee di flusso delle frequenze basse. La corrente indotta nella bobina della testina sarà, di conseguenza, più alta per le prime che per le seconde: essa è proporzionale (**figura 74 GH**) e segue la legge detta **di induzione**.

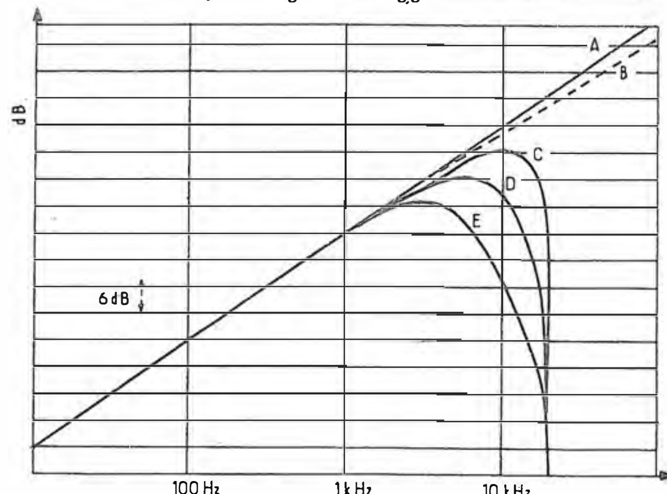


Fig. 74 GH - Dalla retta, teorica, A che rispecchia la legge di induzione (per una testina di lettura) 6 dB di aumento per ottava, si perviene in pratica alla curva E che rispecchia le molteplici perdite verificantesi sia in lettura che già in registrazione.

L'aumento in questione è, come si vede in figura, di 6 dB per ottava e prosegue, teoricamente, secondo l'andamento indicato da **A**. In pratica, si sa, si verificano delle perdite che crescono con la frequenza (correnti di fuga, correnti di isteresi); tenendo conto di queste perdite ci si può riferire alla curva **B**. Abbiamo già visto però che la larghezza del traferro giuoca un ruolo non indifferente: le perdite conseguenti ci portano alla curva **C**.

Il nastro che scorre non può avere con la testina che un'aderenza relativa: questo fatto fa passare il comportamento dell'assieme alla curva **D**. Infine, poiché già in registrazione si sono avute perdite per isteresi, smagnetizzazione spontanea, si hanno perdite in relazione allo spessore dello strato che ricopre il nastro, alla mancanza di allineamento della testina di lettura, ecc. si giunge alla curva **E**.

Il nastro e le piste

Le diverse, possibili velocità di scorrimento del nastro (le più usuali sono: 4,75 cm/s; 9,5 cm/s e 19 cm/s), le dimensioni del nastro stesso, il collocamento e la larghezza della pista (o, delle piste) ed altri dati ancora sono stati standardizzati (abbiamo visto un caso analogo, quello

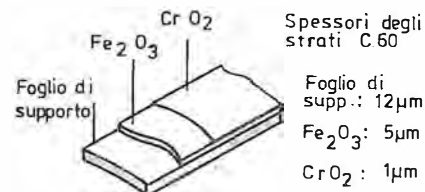
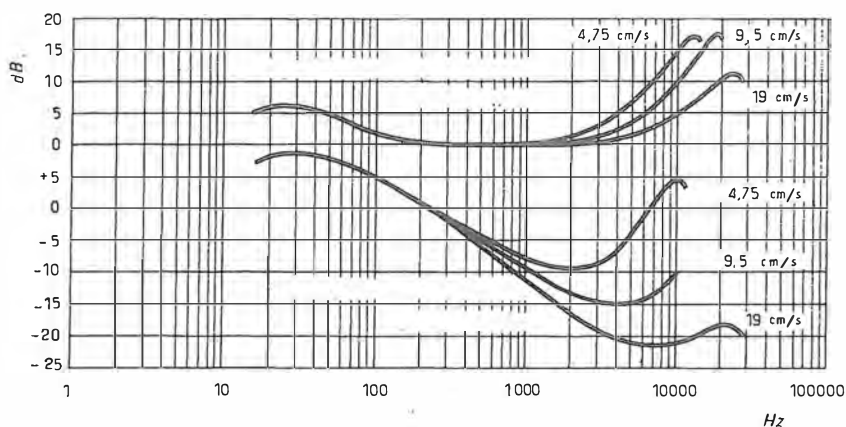


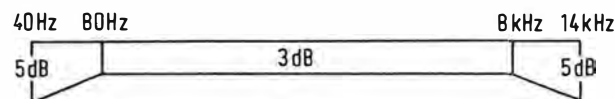
Fig. 75 GH - Lo strato magnetizzabile del nastro può essere di ferro, ferro-cromo, biossido di cromo, ossido di ferro, ecc.; qui un'indicazione degli spessori e, a lato, dati (e tolleranze) relativi all'altezza sia del nastro che delle piste.

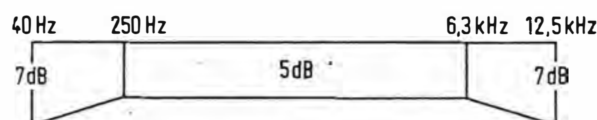


dei dischi) per ovvie ragioni, la più importante delle quali è la possibilità di lettura dei nastri con apparecchi diversi.

Il nastro, per gli spessori ha dimensioni pressapoco simili a quello del tipo citato in **figura 75 GH**. La stessa figura mette in evidenza come una misura standardizzata dell'altezza sia quella di 6,3 mm ed un'altra quella di 3,65 mm, con le tolleranze indicate.

Fig. 76 GH - Le curve di correzione mostrano l'accentuazione che è applicata alle frequenze alte (sopra) in registrazione, e quella applicata alle frequenze basse, in lettura (sotto). Più è alta la velocità del nastro e meno si devono accentuare gli alti, in registrazione.





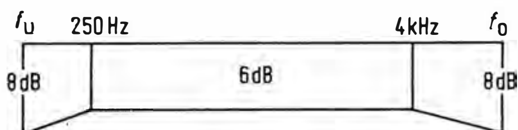


Fig. 77 GH - Fasce di tolleranza della risposta globale in frequenza dei registratori (Norme DIN 45.511 e 45.500) per rientrare rispettivamente (dall'alto) nella categoria Studio, Hi-Fi, Apparecchi per uso domestico a bobina o a cassetta.

Sull'altezza indicata può essere iscritta una sola pista, oppure due (andata e ritorno, sempre per registrazione monofonica) o due per stereofonia (evidentemente contemporanee e quindi un solo senso di trazione) o quattro piste (monofoniche) o quattro piste (coppia di stereofoniche).

La stereofonia può essere registrata anche sull'altezza di nastro minore (3,66 mm); è il caso, per questa altezza di nastro, dell'uso in contenitori speciali detti « cassette », prodotti per pervenire ad un impiego agevolato nelle operazioni (tempo, praticità, riduzione di ingombro).

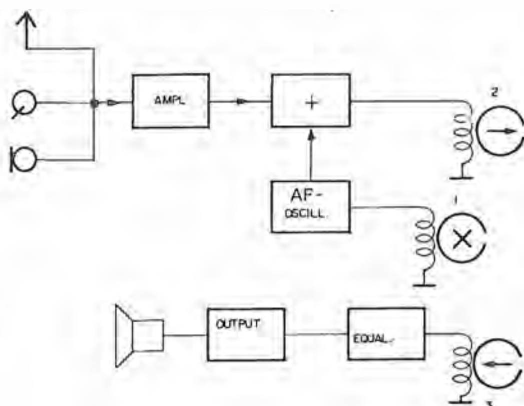


Fig. 79 GH - Il nastro deve incontrare le tre testine nell'ordine qui indicato. Le testine possono essere due soltanto (figura sotto, a lato) nel qual caso la prima è sempre di cancellazione e l'altra effettua la registrazione e la lettura. La velocità periferica della bobina raccoglitrice deve essere uniforme.

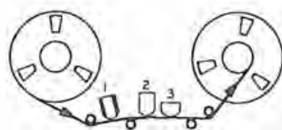


Fig. 78 GH - Schema di principio, a blocchi, di un registratore; le testine magnetiche 1, 2, 3 (cancellazione, registrazione, lettura) sono disegnate secondo i simboli standardizzati DIN.

Le correzioni elettriche

Sia in registrazione che in lettura l'apparecchio deve presentare accorgimenti tecnici che rimedino, per quanto possibile, alle deficienze proprie del sistema e dei mezzi. Sulla base di quanto ci è noto possiamo senz'altro immaginare che l'andamento alla frequenza sarà corretto in registrazione elevando l'amplificazione (settore tra fonte e testina = amplificatore) delle frequenze alte mentre l'opposto dovrà essere fatto alla lettura (innalzamento dei bassi). Le due famiglie di curve (differiscono a parità di funzione, in relazione alla velocità) sono riassunte in **figura 76 GH**.

Vediamo poi, in **figura 77 GH**, quali sono le tolleranze ammesse nel comportamento alla frequenza affinché l'apparecchio possa essere classificato nella categoria dei professionali (da studio) o in quella dell'Alta Fedeltà per uso domestico o, infine, in quella dell'uso corrente, domestico. Si noti come, nel primo caso si debba avere una risposta che va da 40 a 14 000 Hz entro 5 dB mentre un registratore economico, entro 8 dB va da 80 a soli 6 300 Hz.

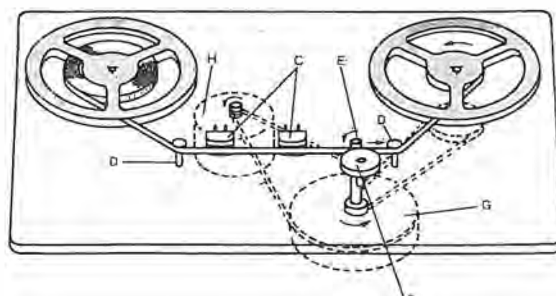
Il registratore

A questo punto possiamo fare un breve esame della composizione di un registratore. Troveremo in esso (**figura 78 GH**) in primo luogo un amplificatore la cui entrata di solito prevede segnali provenienti da fonti varie (radio, disco, microfono, ecc.). Un oscillatore a radiofrequenza produrrà l'oscillazione di polarizzazione che sarà sommata (+) al segnale uscente dall'amplificatore: disporremo allora di quanto è necessario alla testina di registrazione **2** per influenzare il nastro.

L'oscillatore già citato potrà fornirci anche l'energia richiesta per la cancellazione, attuata mediante la testina **1**.

In fase di lettura, la testina **3** metterà a disposizione un segnale che, equalizzato (corretto) potrà essere amplificato nel dovuto grado onde azionare un altoparlante.

Il collocamento delle testine è fatto in maniera a che la loro funzione si attui nel dovuto ordine rispetto allo scorrere del nastro: l'ordine è quello dato dalla numerazione ed è visibile, a lato, sulla **figura 79 GH**. Nella stessa figura è riprodotto un assieme meccanico ove il motore



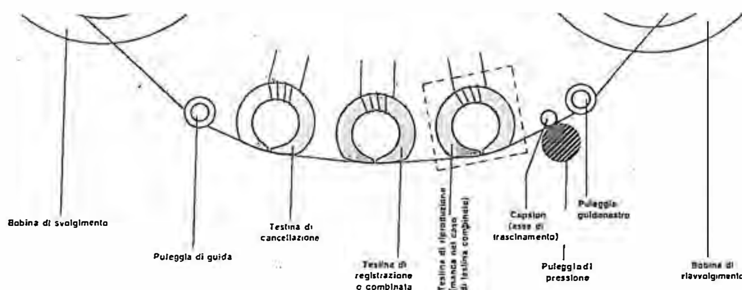


Fig. 80 GH - Il perno E della figura precedente è l'asse di trascinamento del nastro (capstan) che gli si appoggia, pressato da una puleggia (F in figura 79 GH). Si notino le 2 puleggie necessarie alla guida del nastro.

H trasmette il moto a **G** (che fa anche da volano) che a sua volta fa ruotare la bobina raccoglitrice. Il nastro per quest'ultimo fatto è richiamato da questa bobina e segue il percorso che lo obbliga al contatto con le testine **C**.

Bisogna precisare che il moto alla bobina raccoglitrice è trasmesso in maniera che ne risulti variata, gradualmente, la velocità angolare e ciò perché mano a mano che il nastro vi si avvolge aumenta il suo diametro. Dal momento che lo scorrimento del nastro deve prodursi a velocità rigorosamente costante è il perno **E** (solidale a G) che lo fa scorrere: contro **E** preme una rotella (passiva) in gomma, **F**.

La precauzione presa nei riguardi della velocità angolare della bobina raccoglitrice permette una tensione costante del nastro, anche al variare del diametro di raccolta.

La funzione delle due guide **D** è molto importante perché con esse si fa in modo che il nastro si mantenga sempre sullo stesso piano orizzontale, così che l'area di interesse delle testine coincida sempre nei ripetuti passaggi.

In **figura 80 GH** quanto abbiamo esposto in proposito è chiaramente riassunto.

Se il registratore impiega tre singole testine l'azione e l'ordine di intervento ci è noto: lo vediamo, con indicazione dei flussi e della magnetizzazione sul nastro in **figura 81 GH**.

La predisposizione meccanica di cui abbiamo parlato non offre — ai fini di un pratico impiego ricreativo — la stessa immediatezza e semplicità di un giradischi; per questo motivo, fermi restando tutti i principî della registrazione magnetica sono apparse, in concorrenza al disco, le « cassette » (**figura 82 GH**). Si trattava, all'inizio, di determinati programmi già registrati, contenuti in particolari custodie (da cui il nome) che, per l'uso si collocano in un « lettore » (parte meccanica ed elettronica di un registratore di sola lettura). Il tutto, limitato nelle dimensioni, tanto da suggerire in prevalenza l'installazione su autovettura.

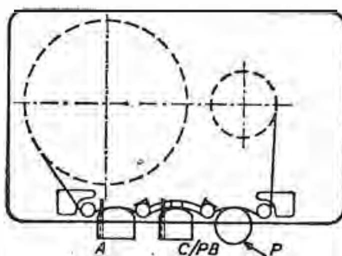


Fig. 82 GH - Disposizione tipica di una cassetta inserita nel suo apparecchio di lettura. Alla testina di cancellazione A fa seguito quella C-PB di registrazione/lettura. P è un rullo di pressione. Vi è spesso un commutatore per adeguarsi alle esigenze dei diversi tipi di nastro, una memoria per arresto e lo stop a fine nastro.

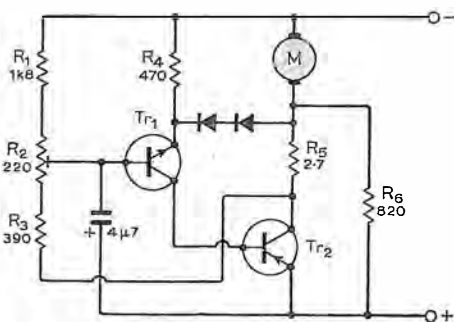


Fig. 83 GH - Circuito che permette l'autocontrollo della velocità del motore M. Vi sono anche soluzioni più elaborate che adottano un generatore rotante di frequenza la cui tensione — che serve al controllo di M — raddrizzata, è dipendente dalla frequenza generantesi, così come si è visto per i giradischi.

Per contenere il volume le bobine devono essere piccole e per essere tali e consentire un buon tempo di ascolto occorre adottare una velocità lenta (4,75 cm/s) di scorrimento del nastro. Ciò non permise — per diverso tempo — qualità di riproduzione elevata.

Successivamente, l'evoluzione tecnologica dei nastri (strati di ossido a sempre più alto rendimento), una innovazione schematica (sistema Dolby, di cui diremo), la possibilità offerta anche all'incisione e non più limitata al solo ascolto ed il perfezionamento raggiunto nella fabbricazione delle testine ha posto le cassette addirittura nel campo della riproduzione stereo ad Alta Fedeltà.

Naturalmente, la minore altezza del nastro

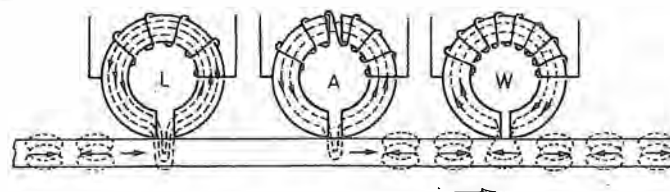


Fig. 81 GH - Il flusso delle linee magnetiche di L (cancellazione) fa scomparire la magnetizzazione precedente; il flusso di A (registrazione) polarizza i magnetini che, passando innanzi a W (lettura), inducono tensione. Si rilevi la diversità di apertura del traferro delle 3 testine.

(vedi pagina 22 gh) e quella conseguente delle piste nonché la velocità che, per le citate ragioni, è dovuta restare a 4,75 cm/s non consentono mai un confronto diretto col registratore classico, a bobine.

Vi sono molte possibili cause che possono provocare variazioni di velocità del motore di un registratore, specialmente se l'apparecchiatura è del tipo portatile: citiamo la differenza di tensione della batteria a seconda del suo stato di carica, l'effetto delle vibrazioni dell'auto sul volano del motore, variazioni di carico elettrico dovute alla classe B dell'amplificatore, sporcizia, aumento o allentamento della pressione sul nastro, ecc. Tutto ciò si traduce, come per i dischi, nel noto « wow » se la variazione è lenta e nel « flutter » se è repentina e frequente. Per rimediare in modo efficace si è fatto ricorso al controllo elettronico del motore.

La **figura 83 GH** riporta uno schema abbastanza tipico; lo schema è semplice ed è largamente usato. Come si vede l'alimentazione del motore è fatta tramite un transistore ad esso in serie (Tr2). La polarizzazione di base, al transistore perviene tramite Tr1 ed R4. A sua volta Tr1 è polarizzato dal partitore di tensione R1-R2-R3 connesso tra il polo negativo dell'alimentazione ed il collettore di Tr2.

Se la tensione cala, la mancanza verificantesi ai capi del motore è riflessa in pieno, tramite i diodi, all'emettitore di Tr1 e solo parzialmente alla base (per la presenza del partitore). Cresce allora la corrente base/emettitore di Tr1 il ché aumenta la conduzione di Tr2: il suo valore come resistenza diminuisce e maggiore corrente raggiunge il motore per supplire al calo iniziale. Il processo, in definitiva, mantiene stabile la rotazione e, si intuisce, agisce in senso inverso per gli stessi fini se la tensione d'alimentazione aumenta oltre lo stabilito. Anche eventuali, imprevisti carichi meccanici su M provocano un maggiore afflusso di corrente compensativa. Con

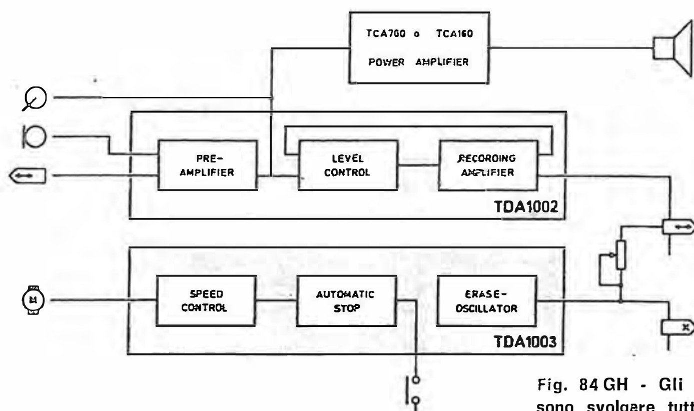


Fig. 84 GH - Gli integrati possono svolgere tutte le funzioni attive di un registratore. Nel 1002 un preamplificatore è utilizzato in registrazione ed anche in lettura: l'amplificatore di registrazione è dotato di un controllo automatico di livello e può essere pilotato direttamente da disco o radio.

R2 si stabilisce la velocità; R6 è necessaria per dare una tensione iniziale di avvio al motore in quanto all'inserimento mancando le polarizzazioni ai transistori essi si trovano in stato di non conduzione.

Essendosi estesa ampiamente l'importanza commerciale, e quindi produttiva, delle apparecchiature di registrazione, i costruttori di circuiti integrati hanno elaborato tipi appositi che conglobando molteplici funzioni, come sempre avviene apportano valide soluzioni oltre che semplificazione costruttiva. Citiamo, ad esempio, il TDA 1054M con funzioni di preamplificazione con controllo automatico del livello di registrazione; il TDA 1002, con funzioni analoghe; il TDA 1003 che controlla la velocità del motore e produce l'oscillazione di cancellazione.

Si vede, in **figura 84 GH**, come abbinando i due ultimi tipi citati si abbia praticamente il completo trattamento elettronico del segnale.



Fig. 85 GH - Registratore del tipo bobina a bobina di alte prestazioni; è dotato di 3 motori controllati elettricamente (uno, a quarzo), variazione di velocità a telecomando, regolazione elettronica in tutti gli stadi di moto e della tensione del nastro, contagiri in minuti e secondi, ecc. Impiega 21 integrati e 93 transistori.

Aggiungendo un terzo integrato amplificatore di potenza (in figura = TCA 760 oppure TCA 160) tutti i componenti attivi sono integrati. Nel 1003 è previsto un circuito d'arresto automatico del controllo di velocità.

La gamma di modelli di registratori posti in commercio è assai ampia in quanto a differenza di prestazioni e caratteristiche: si va dalle elaborazioni come quella visibile in **figura 85 GH** che, entro + 2 e — 3 dB è lineare da 30 a 22 000 Hz, con velocità di 38 cm/s, ai modelli portatili, monofonici, a due piste e due velocità con bobine di diametro 110 mm (175 m di nastro LP). Lo schema di un simile modello è riportato in **figura 86 GH**.

Fig. 86 GH - Schema di un registratore portatile. Col comando registrazione/lettura vengono azionati contemporaneamente 2, 4, 6, 9, 12 e 15 (nello schema = lettura). In lettura il trasformatore d'oscillazione è cortocircuitato: in registrazione, il secondario avvia la tensione di polarizzazione e dal primario, a mezzo C11, si preleva quella di cancellazione. C varia la correzione di frequenza in relazione alle 2 velocità (4,75 e 9,5 cm/s). La presa per cuffia, a jack, esclude l'altoparlante: può servire anche per il raccordo ad amplificatore di potenza.

Il sistema Dolby

Se si effettua una registrazione musicale di alto livello sonoro per tutto il tempo interessato, all'atto del suo ascolto sarà percepita unicamente detta musica; se, per contro, si mette in posizione di registrazione lo stesso apparecchio senza che vi sia ripresa sonora alcuna — anzi, col regolatore di amplificazione a zero — l'ascolto del nastro così fatto scorrere rivelerà comunque un soffio o rumore di fondo. Si tratta di un rumore che era presente anche nel primo caso ma che l'elevata intensità di registrazione, vale a dire di segnale, sovrastava talmente da non rendere percepibile. Così, per una ripresa con fortissimi e pianissimi ci accorgeremo che per questi ultimi — e solo per essi — vi sarà disturbo da soffio.

Il dispositivo Dolby consiste in un intervento automatico che aumenta il rapporto segnale/disturbo tenendo conto oltre che delle intensità (livelli) del programma anche delle frequenze sulle quali il disturbo maggiormente è fastidioso. Esso agisce in registrazione e richiede una azione contraria in fase di ascolto.

Osserviamo la **figura 87 GH**: in essa è sintetizzata l'azione Dolby. Nei primi tre diagrammi è rappresentata l'intensità di segnale utile, quella di rumore e la reciproca influenza in riferimento ad una normale esecuzione: è facile vedere che le intensità minori sono pari o addirittura inferiori a quelle del rumore.

Nei tre diagrammi in basso ciò che si osserva subito (primo riquadro) è un innalzamento del livello (espansione) di quei segnali che prima erano i più deboli: lo stesso rumore di prima, posto a confronto (secondo riquadro), non riesce più a superarli. Se si effettua ora, un'azione contraria (compressione) a quella che ha elevato la zona debole, anche il rumore ne subirà gli effetti col risultato finale (terzo riquadro) che il segnale sarà eguale all'originale ed il livello di rumore insignificante laddove prima prevaleva.

Naturalmente, occorre che l'azione si svolga senza intervento dell'operatore perciò l'apparecchiatura deve essere in grado di agire, in registrazione, a seconda delle frequenze e delle intensità. Un esempio di questa azione è dato in **figura 88 GH** ipotizzando cinque livelli. Nel diagramma sono indicati segnali sempre più deboli (aumento di decibel negativi) e la curva dell'espansione che per essi viene attuata. Vediamo i due casi limite: segnale forte (lo indichiamo come livello 0, di partenza) = nessun intervento; segnale a —40 dB = innalzamento dell'amplificazione, graduale in relazione alle frequenze, con un valore di 12 dB a 10 000 Hz (da —40 a —28 dB). L'azione ha inizio attorno ai 200 Hz; a 2 000 Hz raggiunge già 8 dB.

In lettura di un nastro così registrato si deve individuare il punto ed il grado di sovramplificazione. Nel sistema agisce un filtro variabile, « passa-alto », comandato nella sua caratteristica da una polarizzazione ottenuta rettificando una parte di segnale amplificato. Usufruendo di un circuito integratore la correzione viene apportata a seconda del livello che il segnale presenta in funzione delle frequenze predominanti.

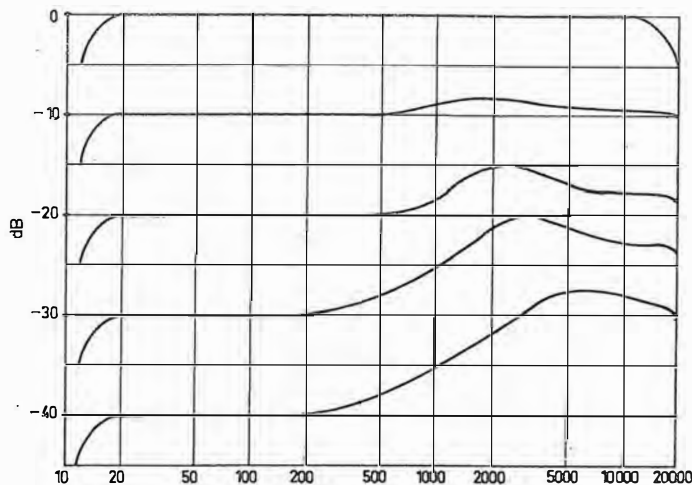


Fig. 88 GH - A partire dai 500 Hz il dispositivo Dolby manifesta la sua azione per i segnali inferiori di soli — 10 dB al livello base (0): l'intervento è di modesta entità nell'assieme ed ha il suo massimo sui 2 000 Hz. Per contro, con inizio a 200 Hz, i livelli a — 40 dB vedono il massimo intervento (attorno ai 5 000 Hz).

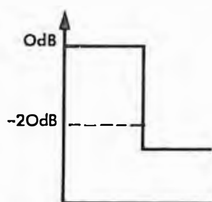
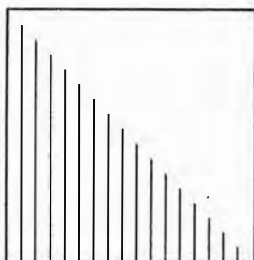
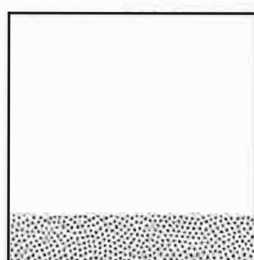
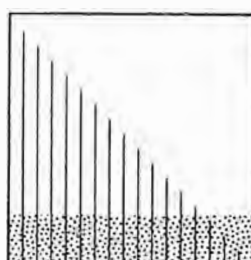


Fig. 87 GH - A sinistra (e nel 1° riquadro) segnale originale con livelli alti e bassi (sotto i 20 dB). Nel 2° riquadro il rumore, presente anche in assenza di registrazione e nel 3° effetto del rumore, e sua prevalenza sui suoni a basso livello sonoro. Il rumore è, infine, particolarmente fastidioso nelle pause, quando non si dovrebbe udire alcun suono.



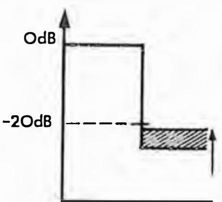


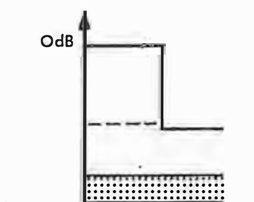


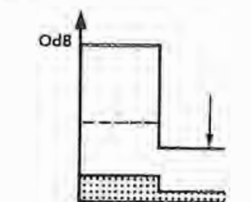
Qui sotto, prima azione Dolby: in registrazione. Un filtro variabile individua le frequenze ed i livelli ai quali è opportuno intervenire con azione di maggiore amplificazione (espansione) prima della magnetizzazione del nastro.

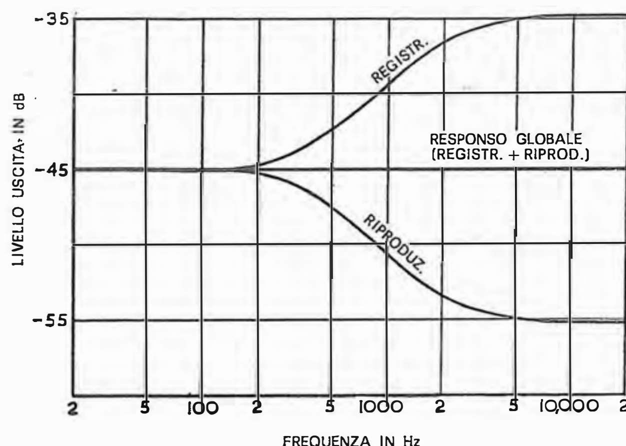
Come si vede, il segnale registrato supera sempre quello del rumore, ora anche laddove sarebbe stato sopraffatto. L'azione si verifica per tutti i segnali di livello inferiore di 20 dB al livello normale.

In ascolto il circuito automaticamente riduce l'amplificazione (compressione) laddove è stata espansa in registrazione. Si hanno i rapporti originali dei suoni e, soprattutto, la scomparsa del rumore dove era più fastidioso (volumi bassi).









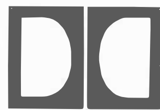


Fig. 90 GH - Le cassette con nastro registrato con sistema Dolby recano questa indicazione: possono essere riprodotte anche con apparecchi non dotati del decodificatore.

Fig. 89 GH - Andamento dell'uscita sia dal circuito di codificazione che di decodificazione per segnali a basso livello. I due funzionamenti sono simmetrici ed il risultato è una risposta in frequenza pari a quella del livello di segnale. L'azione è conseguente ad un filtro variabile, in entrambe le fasi.

La **figura 89 GH** mette in evidenza l'andamento del filtro in questione nella sua azione per la registrazione e la curva di un filtro identico che in riproduzione occorre inserire: dall'azione inversa dei due filtri deriva l'andamento lineare del responso finale.

Allorché il registratore è dotato del dispositivo Dolby o il nastro di una cassetta registrata ha subito questo trattamento viene apposto il marchio di **figura 90 GH**. Si può utilizzare un nastro trattato Dolby anche con lettore normale, attenuando un po' il livello degli alti.

I professionali

La registrazione magnetica non è limitata agli impieghi ed agli usi relativi ad esecuzioni musicali o a suono in genere; abbiamo già visto (pagina 2 gh) che nel campo della conservazione dei dati di misura figurano registratori magnetici a trasferimento di segnale diretto (dalla fonte) o con interposizione di una modulazione di frequenza.

Normalmente quest'ultimo sistema offre un rapporto segnale/rumore migliore di 10 ÷ 15 dB rispetto all'altro, a parità di velocità di trascinamento del nastro. Questo miglioramento del rapporto è ottenuto però a spese della larghezza di banda.

Vi sono anche altri metodi di modulazione applicati alla registrazione quali, ad esempio, il PDM (modulazione a durata di impulsi), il PAM (modulazione d'ampiezza di impulsi) ed il più noto PCM (modulazione ad impulsi codificati).

Come si rileva dalle definizioni vi è un ricorso alla forma d'onda impulsiva, ciò che nel PCM significa anche traduzione del segnale analogico in segnale digitale: vi sarà quindi un campionamento del valore istantaneo del segnale analogico, ad intervalli determinati, ed il campione sarà quantificato, tradotto in numero a codice binario. È esattamente ciò che abbiamo già visto a proposito del disco a laser (pagina 14 gh). E dal momento che PCM ed elaboratore elettronico sono intimamente legati, si intuisce quale enorme ruolo svolge la registrazione nel campo dei cosiddetti cervelli elettronici ove essa costituisce spesso la memoria.

L'affidabilità di una apparecchiatura di registrazione e le sue possibilità dipendono in larga misura dal grado di accuratezza e precisione meccanica forse più che dalla perfezione del settore elettronico. La precisione con la quale il mezzo (nastro, disco magnetico o tamburo) viene comandato, guidato e controllato è l'aspetto più importante della perfezione meccanica. Ciò significa, in altri termini, un passaggio a regime perfettamente uniforme del mezzo innanzi ai trasduttori (testine).

Nel raggiungimento di questo scopo si possono individuare due diversi momenti o compiti: occorre assicurare l'afflusso del nastro e la sua raccolta mantenendo quanto più possibile una tensione uniforme ed occorre assicurare che nel punto voluto (davanti alla testina) il nastro scorra con moto eccezionalmente uniforme.

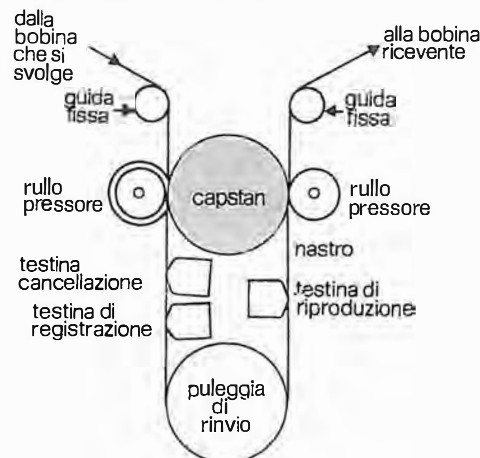
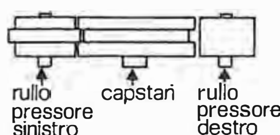


Fig. 91 GH - Sistema di trasporto del nastro ad anello chiuso adottato in molte apparecchiature professionali. Il rullo motore (capstan) presenta una scanalatura contro la quale preme il rullo pressore d'entrata mentre quello d'uscita preme sui due bordi: ciò — capstan con due diversi diametri — fa si che il nastro risulti sempre in tensione.



Un progetto di registratore, dal punto di vista meccanico consiste nell'ottimizzare il punto di incontro di queste due funzioni ed inoltre, nel proteggere al massimo quella uniformità di traslazione di cui si è detto, dalle influenze esterne. Per giungere a ciò si sono sperimentate ed applicate varie conformazioni meccaniche relative al movimento del nastro. Il lettore già conosce quella da bobina a bobina (pagina 23 gh) che può essere definita ad anello aperto. In **figura 91 GH** riportiamo un'altra conformazione, detta ad anello chiuso, migliore dell'altra e come tale preferita nelle apparecchiature professionali.

Si è visto che nei registratori domestici si ha a che fare con più tracce registrabili anche contemporaneamente sullo stesso nastro, ma si è visto anche che esse, nell'assieme non sono mai più di quattro; negli altri campi di applicazione si possono incontrare testine come quella di **figura 92 GH** con 12 ed anche più tracce.

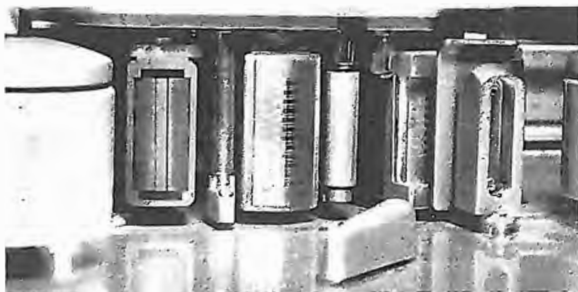


Fig. 92 GH - Testina per registrazione magnetica a 12 tracce. Si costruiscono anche modelli affiancati, per 24 tracce su di un nastro alto 6,3 mm. Un grosso problema per questa utilizzazione spinta della densità sta nella reciproca influenza che si può verificare tra i diversi canali.

Un apparecchio per interconnessione telefonica

Ovunque si trovi un telefono — anche in una cabina — se ne possono estendere le prestazioni mediante questo apparecchio che non provoca interferenze con gli impianti e permette l'inoltro di testi registrati, la ritrasmissione e la trasmissione di programmi, l'ascolto a più persone ed altre impensate utilizzazioni. È di costruzione abbastanza semplice ed è l'ideale per uffici, redazioni, emittenti radio e TV, ecc.



Il telefono si usa ormai, anche per un'infinità di scopi diversi da quello originario della conversazione privata tra due persone.

I principali usi di questo impiego del sistema telefonico si estendono dalla trasmissione di musica e programmi radiofonici, alla trasmissione di dati per mettere in collegamento elaboratori elettronici.

I giornalisti trovano ad esempio, nel telefono, un valido mezzo per far arrivare alle redazioni i loro articoli nel più breve tempo possibile dal verificarsi di un fatto di cronaca di qualsiasi parte del mondo.

Le emittenti radiofoniche o televisive vivacizzano col telefono i loro programmi, mantenendo un utile contatto con il pubblico, verificando così l'indice di gradimento senza bisogno di macchinose e costose indagini statistiche.

Nella futura tendenza a portare il lavoro in casa dell'esecutore invece di portare l'esecutore sul posto del lavoro, il telefono avrà un ruolo insostituibile perché la trasmissione delle informazioni via cavo è più sicura, meno disturbata e più personale di qualsiasi altro tipo di comunicazione.

Presentiamo la costruzione di un apparecchio che è un-interfaccia estremamente versatile tra il sistema telefonico e gli altri sistemi che ad esso si possono collegare.

È noto che, per le sue caratteristiche peculiari, la linea telefonica è molto sensibile alle perturbazioni derivanti da apparecchiature di natura diversa che ad essa si possono connettere. Per questo, le società telefoniche vedono in genere di malocchio qualsiasi manipolazione che possa rischiare di rovinare le delicate apparecchiature di centrale.

Questa realizzazione è studiata per arrecare un disturbo assolutamente trascurabile all'impianto della rete telefonica; essa permette di ottenere una serie di risultati che finora erano riservati a pochi utenti privilegiati.

Oltre alla possibilità di estendere l'ascolto a più persone, ne esistono molte altre: l'informazione in arrivo può essere registrata su nastro; una registrazione su nastro può essere trasmessa al destinatario.

Il messaggio telefonico può essere mandato ad un'emittente radiofonica, con la facoltà di intervenire sia attraverso il microfono di dotazione che attraverso un microfono esterno.

Si possono trasmettere dati binari (digitali) in forma seriale ad un microelaboratore oppure ad un registratore, consentendo lo scambio di programmi complessi che richiederebbero molto tempo per essere inseriti.

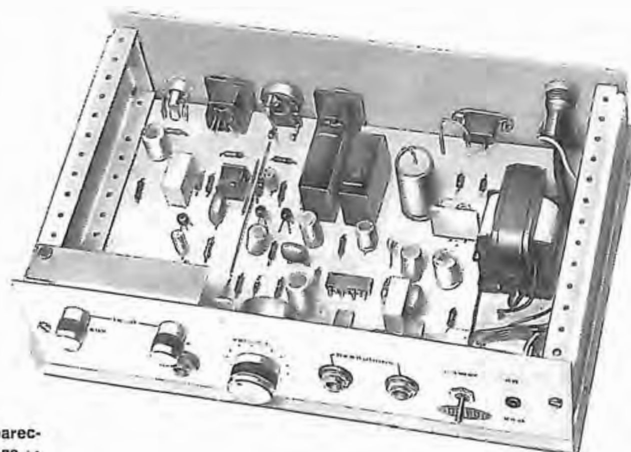


Fig. 93 GH - L'apparecchio misura 235 × 72 × 170 mm; è racchiuso in una custodia metallica ed è facilmente ispezionabile. I comandi sono tutti frontali, ad eccezione del regolatore di livello per registrazione che figura sul lato retrostante assieme alle diverse prese e cordoni.

Le entrate da nastro e da microfono possono essere miscelate in rapporti variabili, con i regolatori disposti su questo apparecchio.

Si vede quindi, come il sistema telefonico possa trovare utilizzazione in un vasto numero di attività. Negli uffici, per la possibilità di ascolto riservato in cuffia a due persone oltre all'interlocutore, nelle agenzie di stampa e nei giornali, negli studi radiotelevisivi, nelle famiglie ed ovunque infine si faccia uso di comunicazioni.

Una custodia-cassetta in metallo verniciato, a comandi frontali (**figura 93 GH**), racchiude e protegge il circuito stampato di base ed i componenti montati su di esso secondo chiare istruzioni e disegni uniti all'assieme del materiale (kit UN 88).

Lo schema elettrico

Il segnale telefonico viene connesso in entrata ed in uscita tramite i due condensatori C7 e C8, che impediscono qualsiasi circolazione di correnti continue di centrale sia nel circuito caldo che nel circuito di massa (**figura 94 GH**).

Tra i due capi della linea d'ingresso risulteranno disposti il microfono e l'auricolare telefonico, funzionanti come generatore di segnale e come carico.

Sulla linea telefonica sono miscelati i seguenti segnali:

per cui non richiede componenti esterni di servizio.

La rete di equalizzazione è realizzata in modo da ottenere il massimo risultato con il minimo di componenti aggiuntivi, utilizzando anche la possibilità offerta dai due ingressi in opposizione di fase.

Il segnale amplificato risultante viene applicato al condensatore C8 di uscita, tramite C6 ed R10.

Supponiamo ora che, invece di dover trasmettere, sia necessario ricevere e registrare la conversazione telefonica.

In tal caso il segnale prende la via di R11 - C12

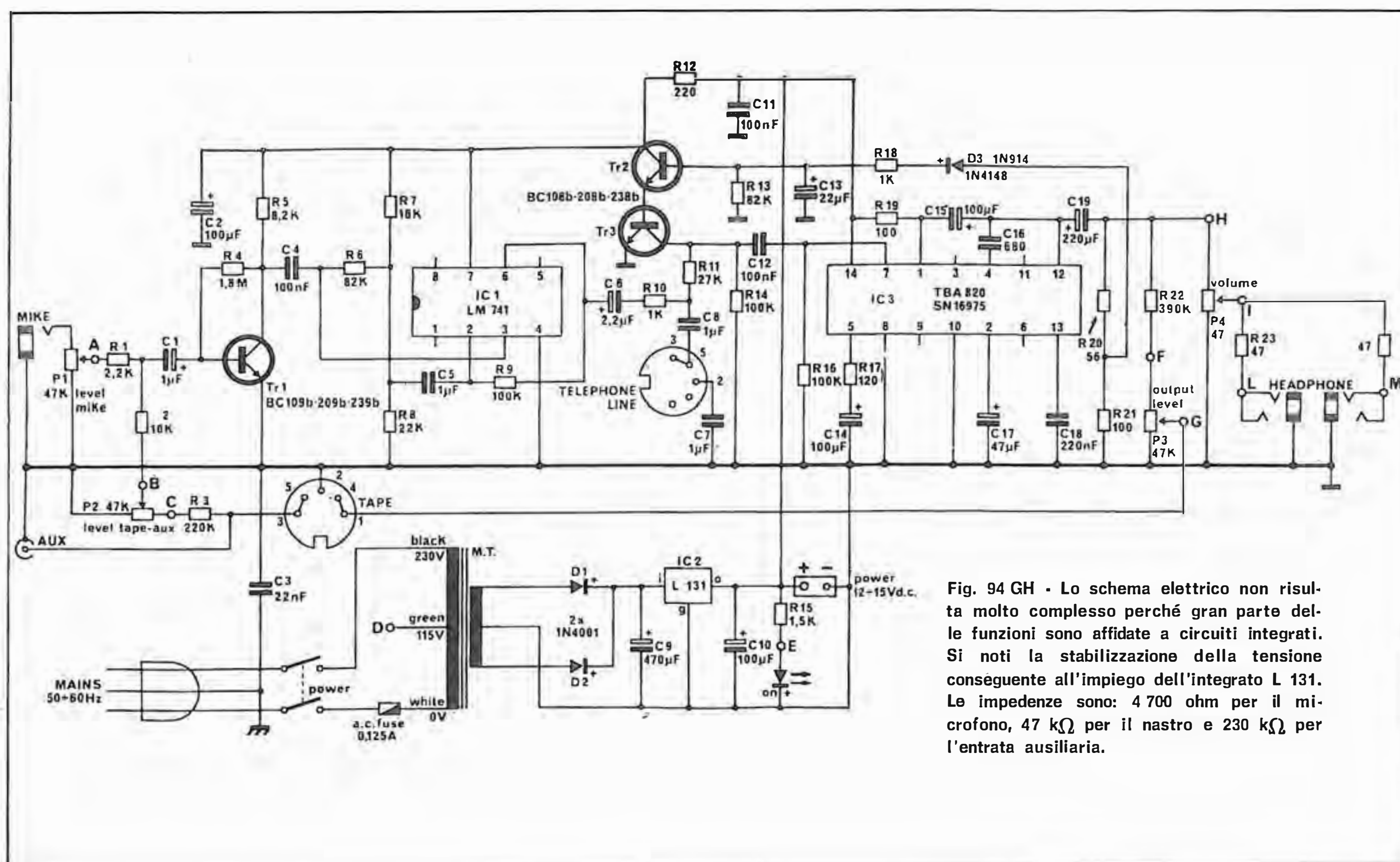


Fig. 94 GH - Lo schema elettrico non risulta molto complesso perché gran parte delle funzioni sono affidate a circuiti integrati. Si noti la stabilizzazione della tensione conseguente all'impiego dell'integrato L 131. Le impedenze sono: 4 700 ohm per il microfono, 47 kΩ per il nastro e 230 kΩ per l'entrata ausiliaria.

— segnali in partenza provenienti da IC1;
— segnali in arrivo applicati ad IC3.

I segnali di partenza possono provenire da due sorgenti diverse: un microfono (mike) e un registratore a nastro od a cassette (tape), oppure un'altra apparecchiatura (aux) che può essere un sintonizzatore radio.

Il nastro e la presa ausiliaria fanno capo al potenziometro P2 che, insieme a P1 permette il miscelamento a rapporto variabile tra il segnale di queste e quello proveniente dal microfono dinamico.

Il segnale miscelato usufruisce di una preamplificazione in Tr1, e quindi viene applicato all'ingresso di IC1. Si tratta di un amplificatore operazionale a larga banda molto noto ed impiegato largamente per applicazioni industriali, il 741, che è noto per avere integrata nel suo interno anche la rete capacitiva di compensazione in frequenza,

e viene applicato all'ingresso di IC3 che è un amplificatore integrato di media potenza ed alta fedeltà.

All'uscita di questo amplificatore il segnale viene suddiviso a seconda degli usi: ad esempio, a due cuffie (headphone) dotate di regolatore di volume in comune (P4) oppure all'ingresso del registratore per il trasferimento sul nastro magnetico, anche qui con regolazione del livello (P3).

Una parte del segnale di uscita viene prelevata sul partitore R20 - R21 e rimandata indietro verso l'entrata dopo essere stata rettificata dal diodo D3 e privata della componente alternativa dal filtro R18 - C13. Ne risulta una tensione continua proporzionale all'ampiezza media del segnale.

Questa tensione continua pilota la coppia di transistori Tr2 e Tr3. Quest'ultimo, reso più o

meno conduttore, manda a massa una quota parte del segnale tanto maggiore quanto maggiore è il livello medio del segnale di uscita, ottenendo in questo modo un controllo automatico o compressione della dinamica del segnale.

Tale accorgimento è importante per evitare la saturazione del nastro magnetico e quindi un'incisione poco fedele, senza bisogno di tenere d'occhio continuamente il livello del segnale.

Gli altri componenti sono destinati alla correzione delle caratteristiche di risposta in frequenza del circuito integrato.

L'alimentazione dell'apparecchio avviene dalla rete, ma è prevista la possibilità di collegare esternamente una batteria per il funzionamento nei luoghi sprovvisti di presa elettrica, come per esempio le cabine telefoniche.

La tensione continua di alimentazione viene stabilizzata dal regolatore integrato IC2 dopo essere stata raddrizzata dalla coppia di diodi in controfase D1 e D2.

Un interruttore generale (power) disconnette l'alimentazione quando l'apparecchio non è usato, e la presenza dell'alimentazione è segnalata dal diodo LED (on).

Un fusibile di protezione (a.c. fuse) protegge la rete da eventuali cortocircuiti interni. Il trasformatore M.T. è del tipo nucleo avvolto con lamierino a grani orientati, di altissimo rendimento e piccolo ingombro.

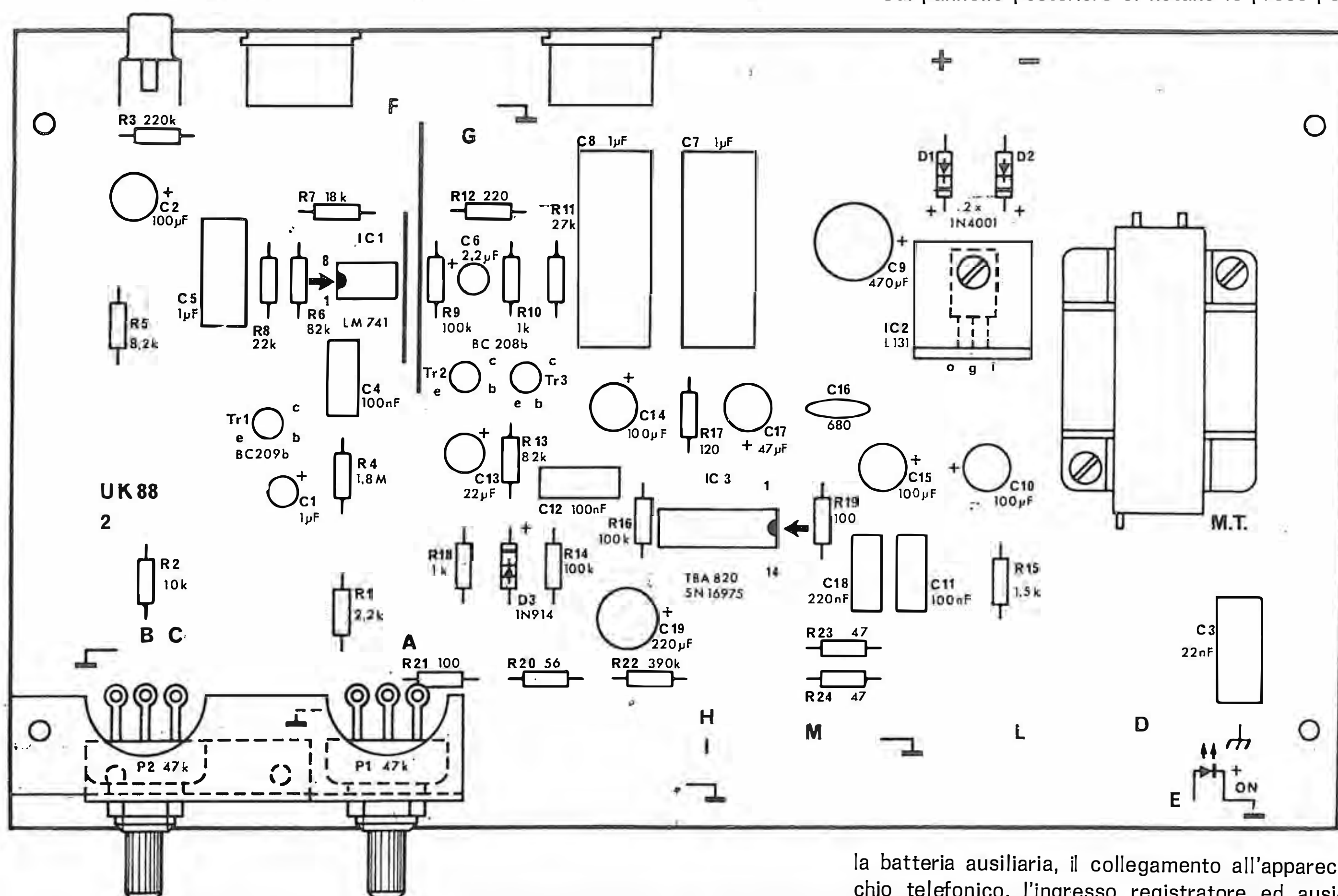


Fig. 95 GH - Lato superiore della piastra a circuito stampato e diciture ivi impresse per la facile individuazione della dislocazione dei singoli componenti da inserire. In diversi punti (indicati prevalentemente con lettere) sono da saldare conduttori flessibili per collegamento.

Meccanica

Tutto l'apparecchio è disposto in un unico robusto contenitore di piccolo ingombro. I componenti interni sono di facile accesso per manutenzione o messa a punto.

Sul pannello anteriore si trovano i comandi di miscelazione per il « tape aux » e per il microfono, la boccola Jack per il collegamento del microfono, il regolatore di volume delle cuffie, le prese Jack per le medesime, l'interruttore generale, ed il segnalatore di accensione.

Sul pannello posteriore si notano le prese per la batteria ausiliaria, il collegamento all'apparecchio telefonico, l'ingresso registratore ed ausiliario. Inoltre il regolatore di livello per effettuare la registrazione, il portafusibile, il cambiatensioni e l'uscita del cordone di alimentazione di rete.

Le prese per le cuffie sono adatte anche all'inserzione di cuffie stereo, che però vengono fatte funzionare come monofoniche. Utilizzando un deviatore per cuffie si può estendere l'ascolto a più persone.

Montaggio dei componenti

Siccome gran parte dei componenti sono montati su di un unico circuito stampato, non saranno superflui alcuni consigli destinati a coloro che non hanno ancora una sufficiente pratica di questo tipo di lavoro.

Il circuito stampato presenta due facce, una delle quali è detta lato componenti e sulla quale sono disposti i componenti, di norma in posizione coricata ed aderenti alla superficie, ma talvolta in posizione verticale, come chiaramente richiamato nel corso del ciclo di montaggio.

I terminali dei componenti vanno piegati facendo attenzione a non danneggiare le sezioni di attacco dei reofori, e questi ultimi vengono inseriti nei fori e saldati sul lato opposto alle piste di rame.

Le saldature devono essere tali da garantire un perfetto contatto elettrico, non devono essere « fredde » e non devono dar luogo a surriscaldamento delle piste e dei componenti, specie i semiconduttori. Una saldatura ben fatta appare lucida e ben raccordata con le superfici che unisce.

Per offrire al lettore una chiara idea di ciò che è l'apprestamento del circuito stampato, pubblichiamo le **figure 95** e **96 GH** dove appaiono il posizionamento dei componenti e la traccia delle piste di rame viste in trasparenza.

Il saldatore da usare non deve superare i 25 watt. Per evitare surriscaldamenti dovuti alle saldature, gli integrati IC1 ed IC3 sono dotati di zoccoli. Poiché i terminali degli zoccoli per integrati sono molto ravvicinati, bisogna fare la massima attenzione a non stabilire ponti di stagno tra le piste adiacenti, che comprometterebbero il funzionamento del montaggio.

Una volta eseguite le saldature, bisogna tagliare con un tronchesino i terminali sovrabbon-

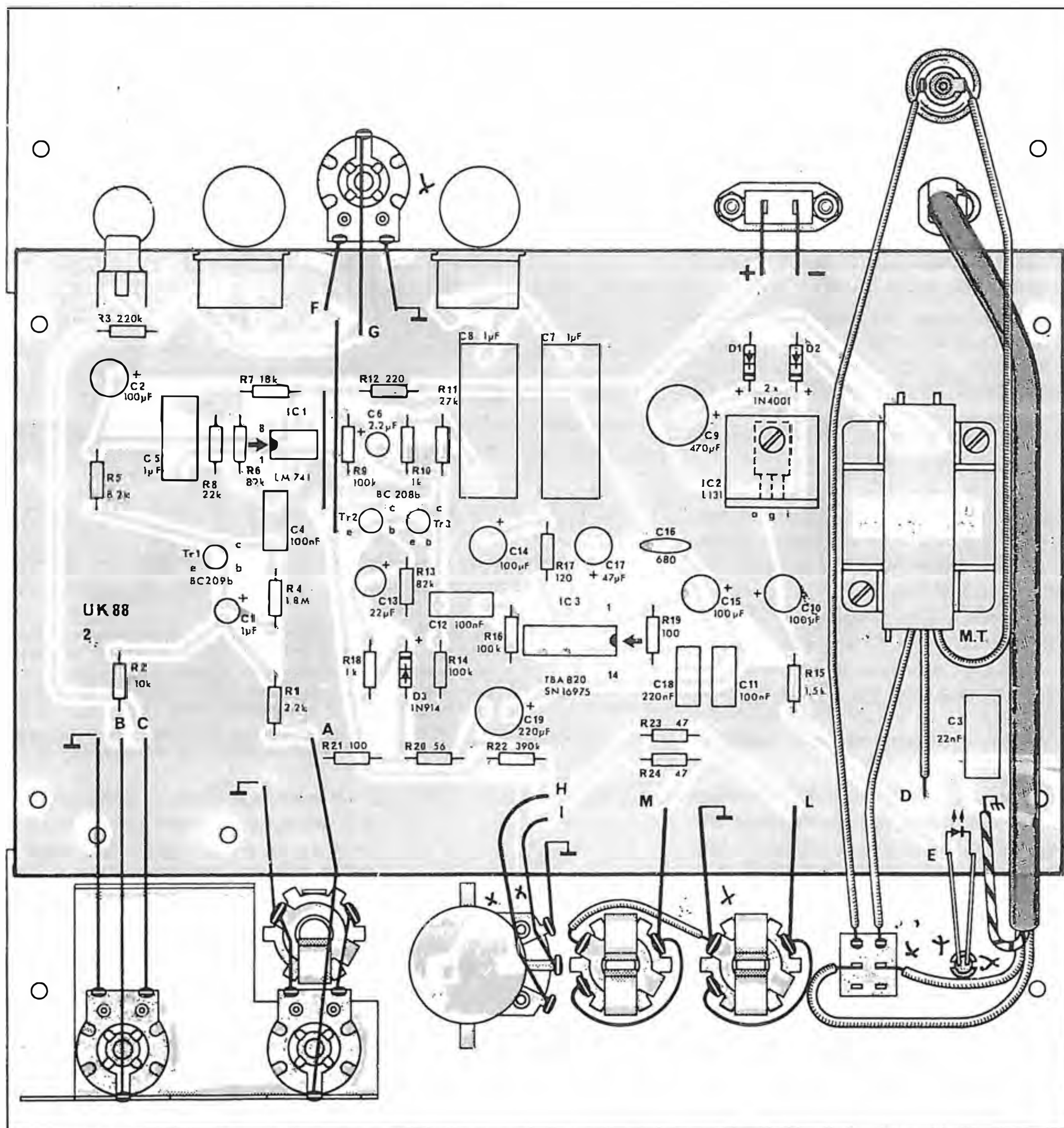


Fig. 96 GH - La piastra già vista nella figura precedente, completata dei collegamenti a conduttore e dislocazione delle parti aggiuntive (comandi ed innesti) interessate, poste sul fronte e sul retro della cassetta. In grigio, il rame sottostante (per trasparenza).

danti ad una altezza di un paio di millimetri dalla superficie delle piste di rame.

Per il montaggio di componenti polarizzati vengono date sui fogli che accompagnano il materiale del « kit » le opportune istruzioni per il loro corretto orientamento.

Inserimento e collaudo

Accertarsi per prima cosa che la tensione di rete a disposizione sia quella per la quale è stato predisposto il collegamento al primario del trasformatore di alimentazione.

Preparare uno spezzone di cavetto bifilare schermato recante da una parte una spina DIN e dall'altra due occhielli aperti oppure due connettori a coccodrillo isolati. I due fili interni del cavetto schermato andranno connessi rispettivamente al piedino 2 ed ai piedini 5-3 uniti insieme dalla spina DIN (**figura 97 GH**).

I due conduttori interni del cavo schermato dovranno essere collegati a due morsetti dell'apparecchio telefonico, dei tre che collegano il microtelefono. Questi tre fili sono in genere gli estremi della serie microfono-auricolare e la presa centrale tra i due elementi. Naturalmente bisognerà utilizzare i primi due fili.

In genere negli apparecchi Siemens di uso corrente tali fili sono colorati di bianco e di blu. Per apparecchi che non seguono questa norma, controllare sullo schemino che è allegato ad ogni apparecchio telefonico.

Non bisogna assolutamente collegarsi alla coppia principale, ossia ai due fili che escono verso l'esterno, in quanto attraverso questi arriva anche il segnale di chiamata, che ha una tensione molto superiore a quello di conversazione, e che potrebbe rovinare il circuito integrato amplificatore.

Nel caso si desideri trasmettere un testo registrato, da una cabina pubblica (come fanno talvolta alcuni cronisti), occorre solo svitare la ghiera del microfono, collegare due coccodrilli alle lamine di contatto, e ricordarsi di rimettere tutto a posto una volta finito.

Naturalmente in questo caso bisognerà fare uso della batteria, facendo attenzione a collegarla con la giusta polarità.

Il collegamento del registratore sia per la registrazione che per la riproduzione, deve essere fatto come mostrato in figura.

La presa per l'altoparlante ausiliario o per cuffia del registratore va connessa alla presa « aux » oppure ai piedini 3-5 e 2 della presa « tape ». L'ingresso microfonico del registratore deve essere collegato ai piedini 1-4 e 2. Naturalmente tutti i collegamenti devono essere in cavetto schermato, con la calza collegata al piedino 2 della presa « tape » oppure al contatto esterno della presa « aux », alla quale potrà essere collegato anche un radiosintonizzatore (per esempio quello descritto a pagina 28 z).

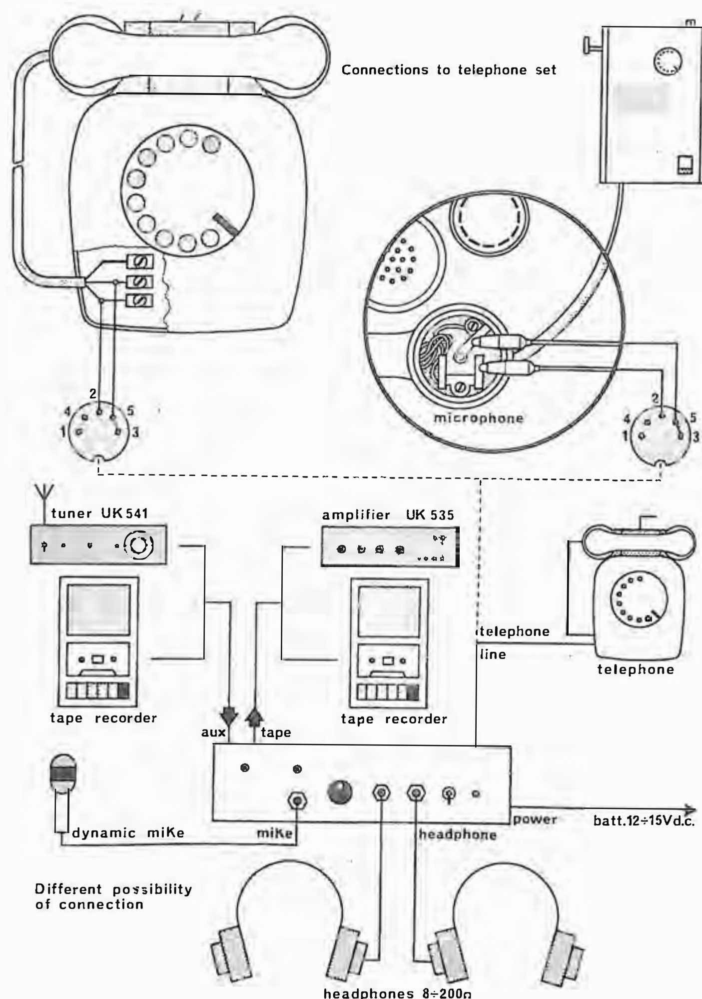


Fig. 97 GH - Sopra: particolare di come viene connesso l'apparecchio telefonico da tavolo e quello da cabina telefonica. In quest'ultimo caso, trattandosi di allacciamento provvisorio è comodo usufruire di prese a coccodrillo, come indicato. Sotto: sono riportati tutti i possibili allacciamenti (e diverse apparecchiature idonee), ciò che mette in evidenza la versatilità dell'impiego; significativa, a questo riguardo la possibilità di alimentazione da batteria 12 volt (consumo = 75 mA).

Un microfono dinamico dovrà essere collegato alla presa « mike » e si potrà parlare indifferentemente sia dal microfono dell'apparecchio telefonico che dal microfono esterno. Quest'ultimo ha la possibilità di regolazione della presenza.

Invece del registratore si potrà collegare all'uscita audio un amplificatore di bassa frequenza, disponendo gli altoparlanti in modo da evitare effetti di reazione acustica (effetto Larsen) con il telefono.

Le due cuffie per il controllo potranno essere collegate alle due prese « headphone », e potranno essere di impedenza compresa tra 8 e 200 ohm, quindi con ampia possibilità di scelta.

Si può estendere l'ascolto a più cuffie usando un deviatore per cuffie a più posizioni.

Non resta ora che accendere con l'interruttore « power » e, se tutto è stato fatto secondo le istruzioni, il funzionamento sarà immediato e senza alcun disturbo.

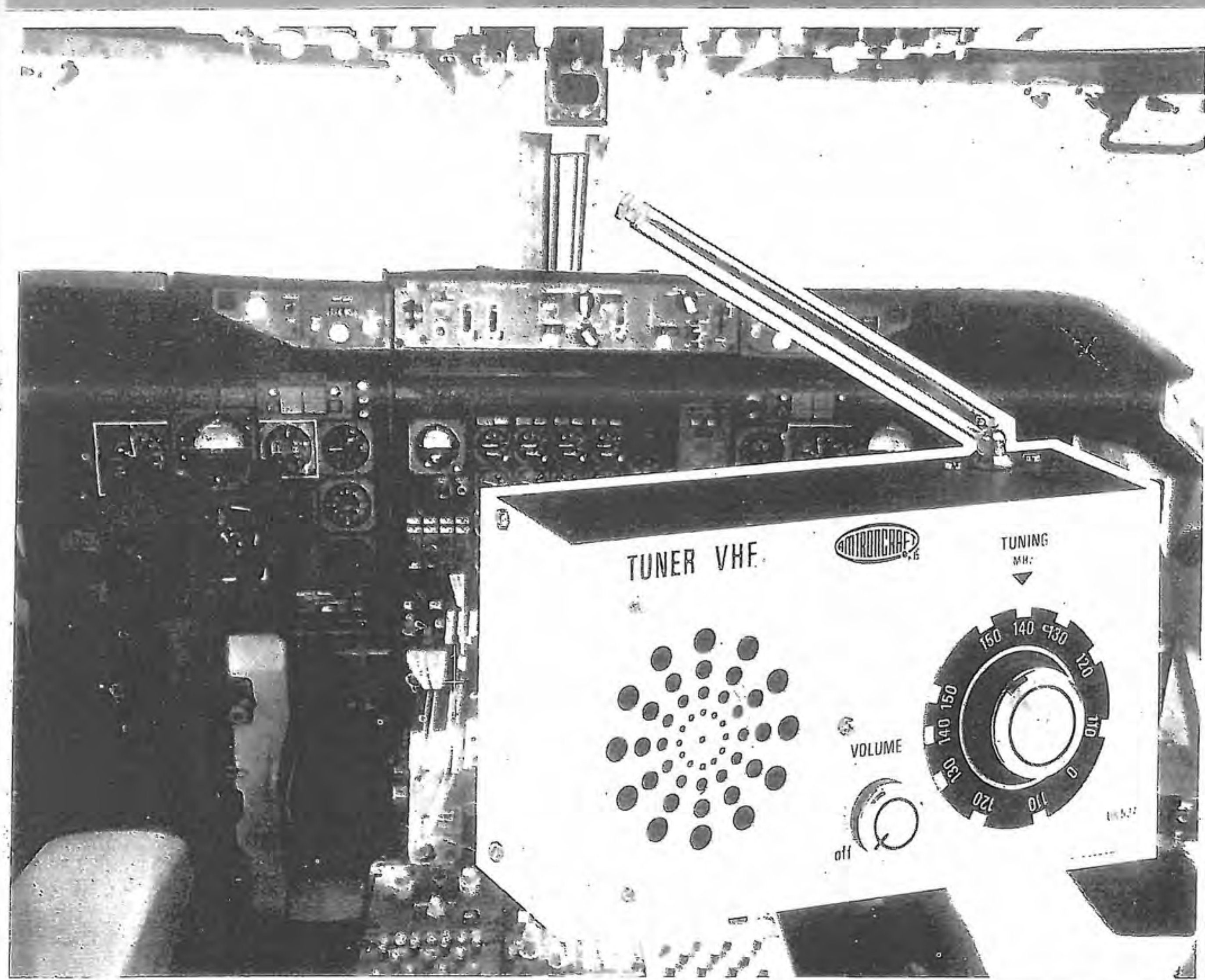
L'uso deve essere conforme alle leggi e ai regolamenti, vigenti in materia, del Paese in cui questo apparecchio viene messo in funzione.

L'ELETTRONICA

IN 30 LEZIONI - TEORIA E PRATICA

Microonde - UHF - SHF

26



RADIO - TRANSISTORI - CIRCUITI INTEGRATI - Hi-Fi - ANTENNE - TRASMISSIONE - APPLICAZIONI VARIE

Rivista culturale per la formazione professionale - Spedizione a tariffa ridotta editoriale - Pubblicità — 70 % - Lire 850

Microonde - UHF - SHF

Ci sono già note alcune classificazioni delle onde elettromagnetiche in relazione alla loro frequenza; sappiamo anche quali denominazioni correnti assumano le loro diverse gamme; conosciamo abbastanza bene il comportamento nello spazio e la propagazione che in esso avviene, infine sappiamo di altre caratteristiche, esposte allo scopo di consentirci un primo, rapido orientamento sulle tecniche che più si confanno ai diversi gruppi d'onda.

Per quanto detto sopra si saprà già, ora, che gli argomenti che qui tratteremo saranno relativi a frequenze la cui caratteristica comune è quella di presentarsi, come lunghezza d'onda, con valori inferiori al metro.

Lasciate perciò le onde metriche ci inoltreremo nello studio delle onde ultracorte (decimetriche = **UHF**) cui, sappiamo, fanno seguito le onde centimetriche (**SHF**), quelle millimetriche e quelle decimillimetriche: gli ultimi tre gruppi possono sottostare tutti e tre al termine generico di **microonde**.

La successione testé accennata ci sarà meglio presente se posta sotto forma di tabella:

Ultracorte - decimetriche	da 1 m a 10 cm - da 300 a 3 000 MHz - UHF
Microonde - centimetriche	da 10 cm ad 1 cm - da 3 a 30 GHz - SHF
Microonde - millimetriche	da 1 cm ad 1 mm - da 30 a 300 GHz - EHF
Microonde - decimillimetriche	da 1 mm a 0,1 mm - da 300 a 3 000 GHz - EHF

Va subito detto che le onde decimillimetriche (le ultime, in tabella) sono citate per dovere di classificazione: il loro impiego non è stato ancora programmato e la corrente tecnologia non è ancora giunta al punto di produrre componenti idonei alla loro pratica utilizzazione. Sotto questo aspetto sinora il progresso tecnologico ha creato dispositivi di generazione e rivelazione che giungono soltanto ai 100 GHz; e le applicazioni, peraltro, non vi pervengono ancora.

Oggi, dal punto di vista applicativo, sono in fase di esteso sviluppo onde sino a 30 GHz; ad esempio, nell'uso con i satelliti geostazionari destinati alle telecomunicazioni.

Il nostro interesse quindi, sarà volto solo ai primi due raggruppamenti in quanto unici ad avere riscontro nella pratica.

È necessario rendersi conto, tra l'altro, del motivo per il quale si è manifestata, e permane, questa continua tendenza all'impiego di frequenze sempre più alte: il motivo sta nella possibilità che esse offrono di collocare più canali in gamma stante il più alto rapporto frequenza portante/frequenza modulazione. Si sa che, indipendentemente a che un messaggio venga trasmesso per filo o per radio, il fattore che ne determina l'ingombro — se così si può dire — è più o meno proporzionale alla larghezza di banda delle frequenze che lo caratterizzano. Così, ad esempio, una comune trasmissione telegrafica a punti e linee, manuale, può richiedere una banda di frequenze di poche decine di hertz mentre una telegrafia veloce, qual'è quella conseguente a mezzi meccanici, già esige una larghezza di banda di diverse decine o anche di qualche centinaio di hertz.

Analogamente, la sola, essenziale, comprensione di una conversazione telefonica può essere soddisfatta assegnandole una larghezza di banda di qualche centinaio di hertz mentre una riproduzione fedele richiede, invece, alcune migliaia di hertz.

Uno dei casi di maggiore ingombro di banda è quello della televisione: un canale TV necessita di milioni di hertz, anche otto o nove milioni (MHz).

È tecnicamente possibile raggruppare diversi canali di comunicazione e trasmettere il tutto mediante una singola occupazione di gamma. Ad esempio, si è per lungo tempo utilizzata la singola linea telefonica per avviarvi o una conversazione telefonica o dieci-dodici informazioni telegrafiche strettamente affiancate. Allo stesso modo si può, su determinati tipi di linee a conduttore avviare assieme o diversi canali telefonici o un numero molto più grande di comunicazioni telegrafiche contemporanee.

Con quella linea di tipo speciale che è il « cavo coassiale » la suddetta possibilità risulta grandemente ampliata: si giunge ad un completo canale televisivo o a diverse centinaia di canali telefonici; se la linea dovesse essere usata per canali telegrafici il numero di messaggi possibili sarebbe oltremodo alto.

Estrapolando la tendenza di cui sopra sembra ragionevole pensare alla possibilità di trasmettere diversi canali televisivi in una singola banda; qui si rivela la necessità delle frequenze quanto più alte possibile. Infatti, tenendo presente che un solo canale TV occuperebbe tutta la banda attualmente adibita alle radiotrasmissioni, si comprende come si sia obbligati per raggiungere lo scopo, ad andare oltre nella scelta delle frequenze portanti.

Questa scelta obbligata non ha, del resto, molti aspetti negativi; al contrario, accade che passando a frequenze più alte (onde più corte) diventa possibile e facile costruire antenne con caratteristiche di accentuata direttività e rendimento ciò che significa per una telecomunicazione risparmiare un buon ammontare di potenza irradiata, altrimenti dispersa. Per un servizio circolare di radiodiffusione (o TV) questa caratteristica viene comunque sempre sfruttata in ricezione, per un maggiore segnale raccolto.

L'inconveniente consistente nella caratteristica di propagazione esclusivamente diretta, o per meglio dire, limitata all'orizzonte ottico, viene superato, come è noto, interponendo dei ponti ripetitori se vi sono ostacoli tra i due punti.

Circuiti risonanti e componenti

Ciò che le apparecchiature destinate agli impieghi su frequenze così alte mettono in primaria evidenza è l'aspetto dei loro circuiti risonanti; essi risultano infatti, assai diversi da quelli abituali e classici delle frequenze più basse.

Il motivo di questo fatto lo si intuisce subito se si pensa che solo uno o due centimetri di conduttore lineare possono rappresentare già, alle frequenze molto alte, una reattanza apprezzabile: in altri termini, costituiscono un'induttanza che non può essere, in alcun modo, trascurata.

Il noto assieme condensatore/bobina non è allora più utilizzabile nella tipica esecuzione valida per le onde medie e per le onde corte.

Il condensatore — ad esempio — non è più una reattanza capacitiva pura che diminuisce al crescere della frequenza; a causa dell'induttanza delle sue armature esso, ad un certo punto presenta un miscuglio di reattanza capacitiva/induttiva, con resistenza per l'alta frequenza, tra l'altro, piuttosto grande.

Si aggiunga che — come si è accennato — i conduttori di connessione tra un componente e l'altro offrono la citata induttanza da prendere in considerazione, e che le perdite nel dielettrico aumentano progressivamente con la frequenza.

Un esempio assai probante di come il tecnico debba modificare i suoi metodi e concetti mano a mano che si eleva il campo di frequenza è quello che si rileva nelle soluzioni di accoppiamento o trasferimento da un'impedenza ad un'altra. Alcune di queste modificazioni sono riportate, in ordine, in **figura 1 LM**, unitamente ad una scala logaritmica di frequenza che giunge sino alle frequenze della luce.

Alle frequenze molto basse un assieme d'accoppiamento normalmente prende forma nel tipico trasformatore a nucleo di ferro (vedi **A**); il ferro, tra l'altro, consente strutture più ridotte e quindi minore impiego di rame (filo) di quanto ne sarebbe necessario in sua assenza.

Come si procede verso frequenze più alte il ferro varia (al ferro-silicio si sostituiscono le « ferriti ») sino anche ad una sua completa assenza, pur restando presenti le bobine. In caso di trasferimento di impedenza in questa regione, al fenomeno della risonanza molte volte non si fa ancora ricorso.

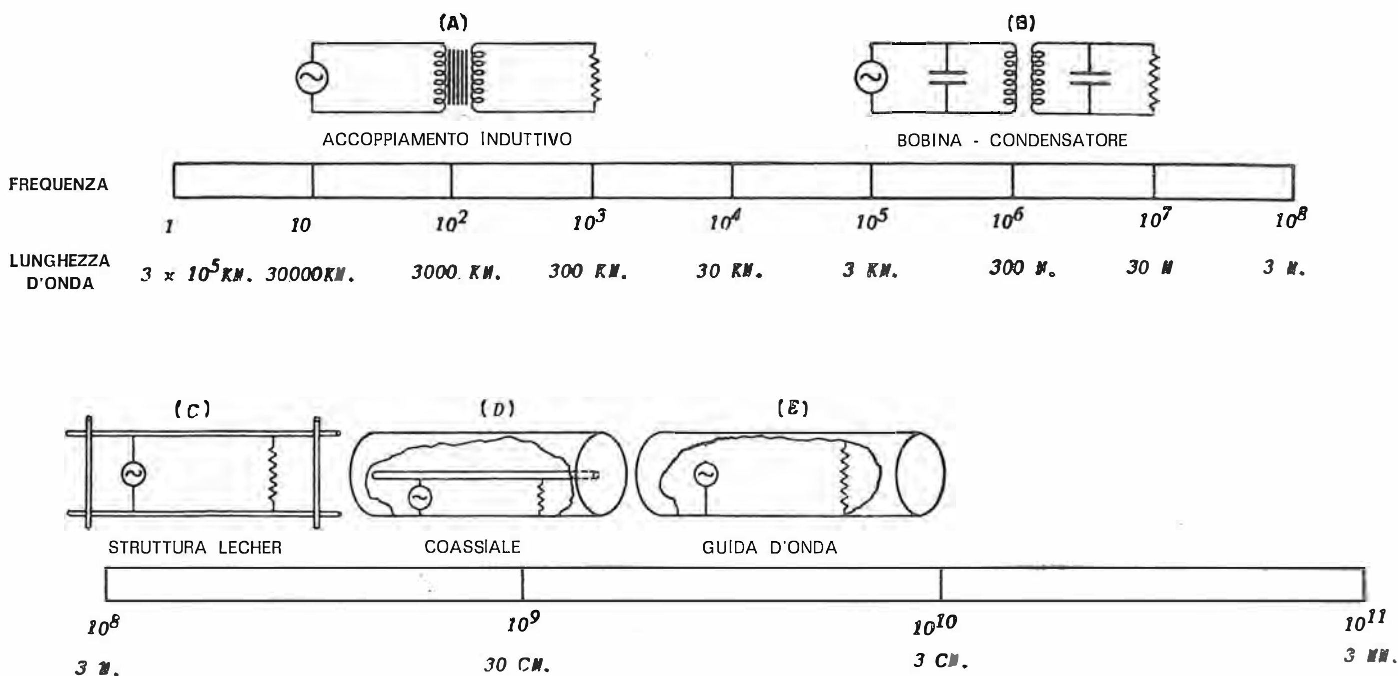
Di esso ci si vale però per frequenze ancora più alte (radiofrequenze) al fine di aumentare il rendimento, restringendo però il campo globale della frequenza d'azione; compaiono perciò — assai spesso, — i condensatori ai capi delle bobine (primario e secondario) così come si vede in **B** della figura.

Scompaiono le bobine ed i condensatori

Bobine e condensatori diventano progressivamente sempre più piccoli dato il loro ridotto valore, andando oltre nelle frequenze alte, sino a che, vicino alle frequenze che servirono ad Hertz per i suoi esperimenti (attorno ai 100 MHz), questi componenti dovrebbero assumere dimensioni così ridotte da non essere più di pratica attuazione. Tra l'altro, per l'emissione, componenti di questo tipo e dimensione non potrebbero dissipare gran che come calore.

A questo punto ci si sarebbe dovuti arrestare se non si fosse pensato di sfruttare una tecnica un po' diversa, da tempo nota quanto quella del circuito risonante semplice ma non altrettanto utilizzata: ci riferiamo a quella che viene definita **struttura di Lecher** (**C** in figura). La li-

Fig. 1 LM - I diversi sistemi e metodi di accoppiamento e risonanza posti in relazione alle gamme di frequenza per le quali essi sono validi ed adottati. Degli ultimi tre — che interessano le frequenze molto alte — viene spiegato nel testo il processo evolutivo.



nea di Lecher è, in ultima analisi, una lunga linea di trasmissione sulla quale le onde stazionano.

Dal momento che il fenomeno delle onde stazionarie (lo vedremo meglio a suo tempo) è un tipo di risonanza, si possono avere da un tale circuito Lecher molti di quegli effetti di reattanza che sono necessari ad un incontro-adattamento di impedenze. Un aspetto favorevole del sistema sta nel fatto che esso è realizzabile con elementi di dimensioni praticabili.

Sebbene questa soluzione funzioni egregiamente per una certa gamma di frequenze, si arriva ad un punto in cui anche con questa disposizione si incontrano serie difficoltà: una in particolare è l'irradiazione, vale a dire una dispersione d'energia.

L'irradiazione è quella proprietà di un circuito in virtù della quale una parte della potenza circolante si allontana dal circuito stesso e si disperde attorno, nello spazio circostante. Sotto un certo aspetto ciò è, ovviamente, una caratteristica favorevole ed utile, ed è per questo che l'abbiamo definita proprietà; senza di essa, infatti, non si sarebbe arrivati all'emissione radio. Tuttavia, succede che con frequenze molto alte l'irradiamento in questione ha luogo spesso anche se non voluto e in parti del circuito non previste, tanto da costituire un vero problema.

Come è facile intuire, in questo caso la potenza irradiata equivale alla potenza dissipata in una resistenza; da qui una conseguente riduzione delle prerogative localizzate degli effetti voluti alla risonanza.

Tecnicamente parlando, lo sappiamo, si può dire che l'irradiamento spurio di cui ci occupiamo riduce il Q (ossia, il rendimento) del circuito.

Le linee parallele diventano coassiali

Si è allora trovato rimedio all'inconveniente con una sorta di espediente, consistente nel dare ad uno dei due conduttori costituenti la struttura di Lecher, la foggia di un cilindro cavo che racchiude completamente il secondo conduttore (struttura coassiale) e così pure l'energia esistente tra i due, come si osserva sempre nella stessa figura, in **D.**

Nuovamente si è giunti, elevando la frequenza, ad una frontiera oltre la quale il ripiego incomincia a manifestare suoi inconvenienti; uno dei più importanti è quello della perdita di potenza che si verifica all'interno del cilindro di risonanza stesso.

Ad esempio, i conduttori metallici utilizzati, indipendentemente dal loro spessore, consumano un buon ammontare della potenza in giuoco. Un'altra perdita — ancora più ingente — è quella che si verifica a causa del materiale isolante che è giocoforza impiegare (isolatori) per mantenere in posizione il conduttore centrale.

Le perdite nei circuiti di risonanza di cui sopra sono particolarmente nocive per il principîo stesso delle onde stazionarie che comporta una escursione ripetuta di onde indietro e avanti nella cavità di risonanza.

La resistenza che si vede indicata in figura « D » come carico è puramente schematica. Il carico può essere, infatti, una linea coassiale relativamente lunga portante ad un dispositivo consumante potenza dislocato a qualche distanza, a volte adattato alla linea coassiale in arrivo da un altro trasformatore risonante, simile a quello rappresentato in « D ».

Quando una linea coassiale deve essere collegata ad un'altra cavità risonante i conduttori esterni sono connessi tra loro nella maniera usuale; il conduttore centrale della linea invece, può penetrare per un breve tratto nella cavità oppure si può foggiarlo a spira (corta) e saldarlo ad un punto vicino, all'interno dell'elemento esterno della cavità.

La linea di collegamento tra due cavità risonanti apporta anch'essa delle perdite, ovviamente, in particolare se è di discreta lunghezza. Certamente, si possono avere miglioramenti in conseguenza di una scelta appropriata dei materiali ma si tratta di vantaggi risultanti da una tecnologia e da accorgimenti che non modificano le caratteristiche fondamentali dell'assieme. Le difficoltà enunciate, ricordiamo, diventano sempre più critiche quanto le lunghezze d'onda — e quindi le dimensioni fisiche dei diversi elementi — diventano più piccole. Pertanto, tutto ciò che può essere fatto per semplificare l'intera struttura ed anche per ingrandirla fisicamente rispetto alla lunghezza d'onda, è giovevole.

A questo punto è logico che il tecnico faccia una volutazione totale delle perdite del sistema. Come già si è detto, le perdite nell'isolamento sono, di norma, considerevoli e tutto ciò che può essere intrapreso per ridurle rappresenta un reale miglioramento. Un'ulteriore valutazione delle diverse perdite da imputare ai conduttori mostra che in un sistema coassiale quelle di gran lunga più alte si riferiscono al conduttore centrale: possono essere diverse volte in più di quelle relative al cilindro esterno.

Scompare il conduttore centrale coassiale

Da queste ultime constatazioni relative alle perdite si deduce che se si vuole ottenere un miglioramento del Q di un circuito è consigliabile volgere la propria attenzione essenzialmente al conduttore centrale ed agli isolatori.

Se si può trovare quindi, un metodo di eliminazione del conduttore centrale, logicamente si può allora fare a meno anche degli isolatori relativi. Un tale sistema inoltre sarebbe veramente radicale perché oltre tutto dimostrerebbe che è errata la convinzione che per trasferire potenza siano sempre necessari due conduttori, uno di andata ed uno di ritorno.

Orbene, il metodo di cui sopra esiste ed è quello indicato in **E** della nostra figura; dal momento che esso comporta, per lo studio, valutazioni ed esami piuttosto differenti da quelli no-

ti ed usuali della tecnica riferita all'elettricità così come ci è nota, ed in considerazione, anche, della grande importanza che le guide d'onda rivestono nel campo della frequenza di cui qui ci occupiamo, dedicheremo — più avanti — a questa soluzione, largamente impiegata, il dovuto spazio.

A conclusione di questo primo approccio — introduttivo — con i circuiti risonanti per frequenze molto alte faremo notare che le soluzioni di cui a C D ed E della figura si basano su componenti il cui valore non è individuabile in un determinato punto o in un dato spazio bensì è uniformemente distribuito per tutta la loro lunghezza fisica: per questo motivo essi sono detti « a valore o a costanti distribuite », in contrapposizione ai resistori, condensatori e induttori che conosciamo (il valore è misurabile tra due terminali) detti a « a valore o a costanti concentrate ».

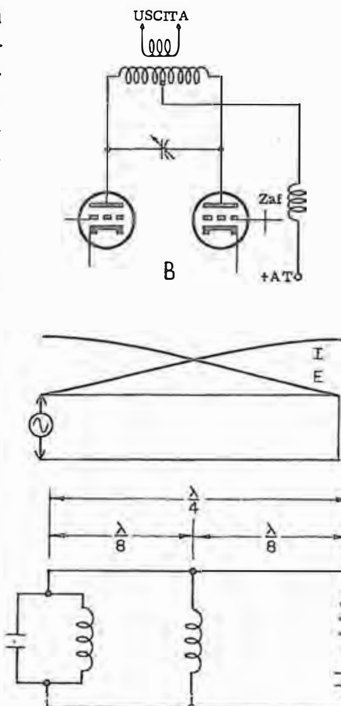
Le linee parallale risonanti

Le linee di Lecher o linee risonanti a conduttori paralleli, possono essere progettate in quanto circuiti oscillanti, per risuonare su di un quarto della lunghezza d'onda che interessa, oppure su di un valore di mezza onda. Nel primo caso per il necessario collocamento dell'onda stazionaria una delle estremità può essere chiusa (cortocircuito) mentre si può scegliere, nel secondo caso, di lasciare entrambe le estremità libere. Se si ricorre a queste due scelte la linea, in tutti e due i casi, si comporta per la frequenza di risonanza, come un risuonatore in parallelo, si comporta cioè come il classico circuito con condensatore ed induttanza collegati capo contro capo; lo si può osservare in **figura 2 LM** ove è messa in evidenza questa analogia.

Entrambi i conduttori sono percorsi da corrente, entrambi si trovano ad un potenziale superiore a quello di massa ed entrambi, infine, presentano rispetto a massa, la stessa impedenza; di conseguenza questa linea a conduttori paralleli risulta del tipo « bilanciato » e si dimostra particolarmente idonea all'impiego quale circuito risonante di stadi funzionanti in controfase (« push-pull ») come la figura dimostra.

L'effetto di risonanza su di una linea a quarto d'onda, cortocircuitata ad un estremo, sarà meglio compreso se si osserva la **figura 3 LM** che indica, tra l'altro, l'entità sulla linea stessa della corrente e della tensione dell'onda stazionaria.

All'estremità cortocircuitata, come si vede, la corrente (I) è al suo massimo mentre la tensione (E) è al suo minimo, perciò, dato che le condizioni di massima corrente sono caratteristiche di un circuito risonante « in serie » in quel punto (di cortocircuito) la linea si presenterà, appunto, come un circuito risonante in serie. Non è lì tuttavia che la linea viene utilizzata come applicazione di carico, bensì dall'altro lato (ove essa è aperta). E da tale lato essa corrisponde



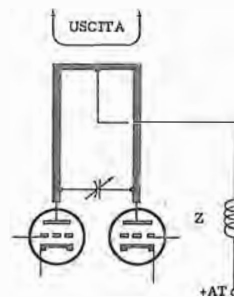


Fig. 2 LM - Il classico circuito LC risonante, schematicamente rappresentato a sinistra, viene disegnato come lo si vede a destra allorché fa ricorso a linee risonanti parallele a costanti distribuite.

Fig. 3 LM - Una linea risonante in quarto d'onda, se cortocircuitata da un lato (qui, a destra) offre dall'altro lato (ai capi del generatore) l'equivalente di un circuito accordato con LC in parallelo.

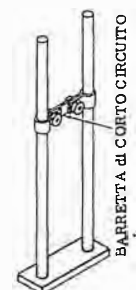
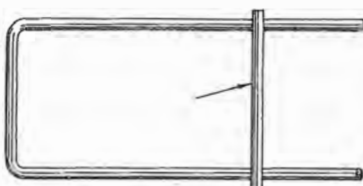


Fig. 4 LM - L'accordo di una linea risonante può essere fatto modificando la lunghezza dei due conduttori, ai fini elettrici, mediante un cavallotto di cortocircuito.



La barretta di cortocircuito che consente la modifica della frequenza di risonanza deve, ovviamente, presentare la minima resistenza di contatto, pena instabilità e scarso fattore di merito del circuito.

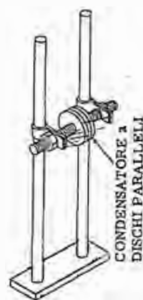


Fig. 5 LM - Anche un condensatore, a dielettrico aria, può essere usato per variare la risonanza: la capacità però impedisce la risonanza alle frequenze armoniche.

(massimo di tensione e minimo di corrente) ad un circuito risonante in parallelo, come si è detto.

La figura citata conferma, in basso, questa corrispondenza di caratteristica; vi si può anche vedere che a metà strada (corrispondente perciò ad un ottavo di lunghezza) il circuito appare puramente induttivo: corrente e tensione si equivalgono, in tale punto.

Le linee risonanti molte volte vengono costruite in maniera da poterne variare la caratteristica di risonanza in frequenza, ciò che si ottiene facilmente modificandone la lunghezza. È sufficiente allo scopo (**figura 4 LM**) una barretta di cortocircuito spostabile.

Un altro sistema per aumentare la risonanza è quello che fa ricorso all'impiego di una capacità variabile così come è illustrato in **figura 5 LM.** La presenza di tale capacità, inoltre, diminuisce la lunghezza effettiva del tratto risonante, diminuendo conseguentemente l'ingombro del circuito accordato. Se si ha un interesse oltre che alla risonanza sulla lunghezza d'onda fondamentale anche sulle frequenze armoniche, quest'ultima soluzione è da scartare perché la applicazione del condensatore altera il responso sulle armoniche.

La distanza tra i due conduttori di una linea bifilare non deve essere superiore ad un decimo della lunghezza d'onda di risonanza: ciò perché le perdite per irradiazione in tal caso potrebbero diventare eccessive. Per contro, una distanza troppo breve, specialmente tra conduttori di notevole diametro, introduce perdite a causa di correnti parassite e, se la potenza in gioco è notevole (evidentemente, in trasmettitori) si aggiunge il pericolo di innesco d'archi per scarica elettrica. La distanza minima deve essere pari ad almeno il doppio del diametro dei conduttori.

Se la sintonizzazione viene effettuata spostando un cavallotto di cortocircuito, così come è illustrato in figura, detto cavallotto deve offrire la minima resistenza di contatto nei confronti dei due conduttori, in quanto qualsiasi valore resistivo apprezzabile ridurrebbe di molto il fattore di merito (Q) del circuito.

Se si usa, invece, una capacità in parallelo essa deve presentare la minima induttanza distribuita e, ovviamente, le minime perdite possibili. Il metodo più semplice per mantenere alto il valore di Q consiste nel fissare le armature direttamente ai conduttori della linea, come appare, appunto in figura; così si evita anche la

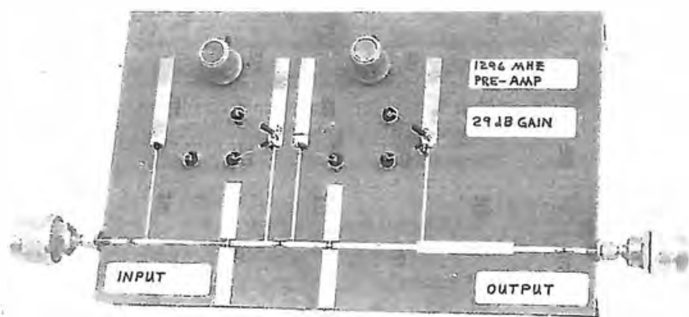
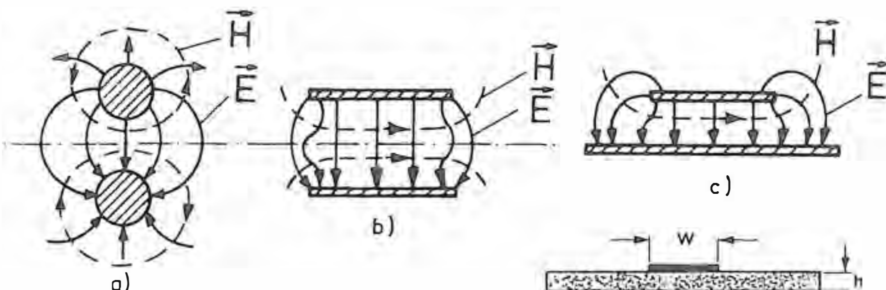


Fig. 6 LM - Due stadi di amplificazione a transistori per gamma 1296 MHz. Questo amplificatore, utile in ricezione, è caratterizzato dai circuiti risonanti a striscia ricavati con incisione chimica da una piastra in rame per circuito stampato.

presenza di qualsiasi materiale isolante di supporto che verrebbe ad essere un dielettrico tra le armature.

LE MICROSTRISCE

La struttura, dal punto di vista meccanico, delle linee parallele non sempre è così impegnativa come quella esemplificata in queste ultime figure; se non vi è potenza apprezzabile in gioco (caso della ricezione) gli elementi della linea



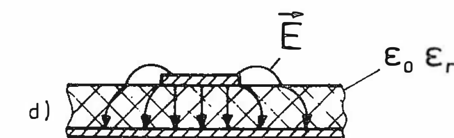


Fig. 7 LM - La microstriscia può essere vista come una particolare forma di linea bifilare. Da questa linea (a) si passa, in (b) ad un'equivalenza; si veda il comportamento dei campi E (elettrico) ed H (magnetico). Successivamente si alterano dimensioni e campi.

possono essere costituiti da semplici strisce metalliche quali quelle che possono essere ricavate — ad esempio — dal normale strato di rame di una basetta per circuiti stampati (**figura 6 LM**). La serie di illustrazioni formanti la **figura 7 LM** mette in evidenza il passaggio o meglio, lo sviluppo dai due classici conduttori tondi ai due conduttori piatti della basetta.

Il caso pratico della figura 6 LM si riferisce a due stadi a transistori, che amplificano un segnale attorno ai 1296 MHz ed adottano ciascuno, in base e collettore, una striscia costituente il circuito risonante; in questa realizzazione anche gli elementi di fuga o di blocco sono formati da linee risonanti, in quanto eventuali condensatori di fuga (« by-pass ») o bobine di blocco (« impedenze ») per frequenze al disopra di 1 GHz hanno scarsa efficacia ed affidabilità.

Per l'esecuzione di queste linee si utilizzano, ovviamente, piastre con rame da ambo i lati e si ottiene, per incisione, la linea così come in figura, da un lato, mentre l'altro elemento mantiene la sua ramatura continua. Il rame assai spesso viene argentato.

La lunghezza della striscia in relazione alla lunghezza d'onda interessata si ricava con formule o abachi: devono essere tenuti in conto i diversi fattori quali il tipo di materiale costituente l'isolamento della piastra, la larghezza della striscia, lo spessore dell'isolante, la sua costante dielettrica, la risonanza voluta (su mezza onda o in quarto d'onda).

Le linee risonanti, ad esempio, in quarto d'onda, sono in realtà assai più corte di un quarto dell'onda dato che lo spessore ridotto della piastra (1,3 ÷ 1,6 mm) nonché la costante dielettrica (2,5 a 4 volte maggiore di quella dell'aria) fanno aumentare di molto la capacità distribuita e quindi la linea risuona anche se lunga solo pochi centimetri. Ad esempio, ad una lunghezza d'onda di 70 cm, il quarto d'onda in aria risulterebbe 17,5 cm; in pratica, tenuto conto del dielettrico solido e di una possibile ed utile capacità aggiuntiva per regolazione dell'ingresso e dell'uscita del transitore, la linea può avere una lunghezza fisica di circa 5 cm.

La **figura 8 LM** chiarisce la struttura della striscia, detta anche « microstriscia », e mostra il suo circuito equivalente che è, come già si è detto all'inizio, a costanti distribuite: esso presenta perciò una sua induttanza ed una sua capacità, entrambe distribuite. Il dielettrico, è ovvio, deve essere qualitativamente perfetto: in pratica, il teflon e l'epoxy sono indispensabili per le frequenze più alte mentre con frequenze relativamente basse (VHF) viene usata anche la resina di vetro. In alcuni casi si fa uso di zaffiro, di Al_2O_3 (allumina) ed anche di ferriti.

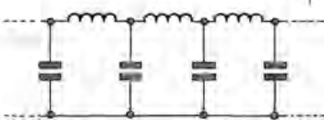
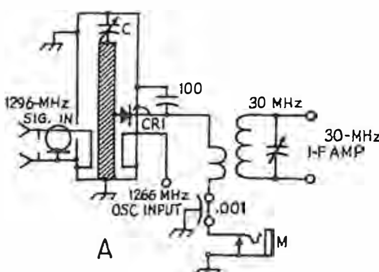


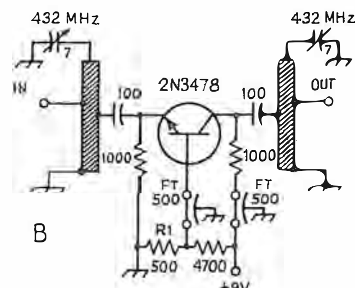
Fig. 8 LM - Con W viene sempre indicata la larghezza della microstriscia e con h lo spessore del dielettrico. Il segnale entrante in una microstriscia « vede » la stessa, elettricamente, come un circuito ad L e C distribuite.

Negli schemi (lo abbiamo già riscontrato in figura 2 LM) il circuito accordato a linee parallele viene rappresentato in modo molto significativo ed è pertanto subito individuabile: si possono osservare in proposito le due applicazioni della **figura 9 LM**.

Va detto, a proposito delle « microstrisce », che esse hanno recentemente beneficiato dei notevoli progressi che sono stati fatti nel campo delle tecnologie dell'integrazione. Dal momento che gli elementi attivi del circuito (transistori bipolari al silicio a elettrodi ridottissimi realiz-

Fig. 9 LM - In A il circuito di un miscelatore a diodo che adotta una risonanza paragonabile a quella di una striscia (si tratta di coassiale). In B un amplificatore per UHF con transistore bipolare in circuito con base a massa. Le strisce funzionano da autotrasformatori.





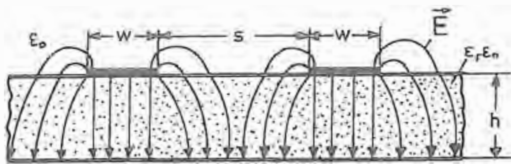


Fig. 10 LM - Due microstrisce realizzate sulla stessa base possono svolgere i loro compiti senza influenzarsi se la distanza tra loro (s) è tale da non fare interferire i campi rispettivi.

zati con l'ausilio della microfotolitografia e transistori a effetto di campo, su Arseniuro di gallio) hanno potuto estendersi alle iperfrequenze, si è visto che questo tipo di circuito risonante si prestava più di ogni altro all'integrazione.

Ciò perché la sua struttura a conduttori metallici (non voluminosa e quindi poco ingombrante) poteva essere anch'essa depositata sul substrato ceramico nel mentre che i componenti attivi assumevano di proposito l'aspetto piatto, senza involucro, per meglio adeguarsi all'unione. Così i conduttori non hanno più la semplice funzione di collegamento elettrico tra i componenti ma costituiscono i circuiti risonanti, gli accoppiatori per adattamento di impedenze, i filtri; si richiede — è evidente — una estrema precisione. Basti pensare che sulla superficie di qualche centimetro quadrato si realizzano in tal modo funzioni complesse quali l'amplificazione, l'oscillazione, lo sfasamento, la modulazione, ecc. La tecnica planare e quella del deposito metallico a « strato o film sottile » in uno con la fotoincisione, hanno consentito volumi e pesi pari ad un millesimo di uno stesso dispositivo costruito secondo la tecnica (che vedremo tra breve) delle guide d'onda.

In caso di produzione quantitativamente importante si possono raggiungere costi per unità molto bassi.

Gli svantaggi dei circuiti per microonde integrati stanno principalmente nelle perdite delle linee che sono più alte di quelle degli altri sistemi (guide d'onda e cavi coassiali). A causa di queste perdite non si possono avere circuiti a banda stretta. Oltre a ciò vi è il fatto che ci si deve limitare, in trasmissione, a piccole potenze ed infine, che i costi dell'investimento per la produzione sono assai alti.

A buon conto oggi questi circuiti trovano egualmente, nel campo delle microonde, un già vasto impiego, specialmente per dispositivi quali i filtri, gli accoppiatori, i trasformatori di impedenza, i partitori di potenza, i circolatori, gli spostatori di fase, le antenne, ecc.; per i dispositivi attivi li troviamo in oscillatori, amplificatori, miscelatori, trasmettitori, così come nei convertitori di frequenza.

Chiudiamo l'argomento mettendo in evidenza una particolarità delle microlinee che è assai utile ed importante, cioè quella della possibilità di una struttura calcolata che consente un accoppiamento tra due diverse linee.

La **figura 10 LM** mostra due microstrisce con una distanza **s** tra loro che è talmente grande da non portare ad alcuna possibile influenza reciproca: come si vede, la distribuzione del campo di entrambe le linee è quella stessa che avrebbe ciascuna linea se fosse sola. Se le linee sono, invece, più vicine tra loro i rispettivi campi si influenzano l'un l'altro e la distribuzione cambia: vi sono in proposito due sistemi possibili. Il primo è quello simmetrico, detto anche « pari »: il potenziale delle due linee è eguale ed in fase (**figura 11 LM**). Il secondo sistema è asimmetrico, è detto « dispari », e con esso i potenziali delle due linee risultano in fase opposta (**figura 12 LM**).

Il fatto che una parte più grande di linee di forza, nel caso del sistema dispari, si collochi in aria più che col sistema pari, porta ad una effettiva costante dielettrica minore del sistema dispari: ciò significa che la velocità di fase è più grande che nel sistema pari. Questa differenza di velocità delle fasi si traduce in una difficoltà di applicazione delle linee così accoppiate: è molto difficile, ad esempio, costruire accoppiatori a microstriscia direzionali con alta direttività, senza compensare le diverse velocità di fase.



Fig. 13 LM - Questa è la linea bifilare, parallela, forse più conosciuta perché è stata di impiego corrente nelle prime installazioni di antenne TV. Impedenza = 240 ÷ 300 ohm.

Le linee bifilari risonanti, così come del resto gli altri dispositivi a costanti distribuite, oltre che come circuiti accordati necessari ai dispositivi attivi per la generazione o il mantenimento delle oscillazioni, sono largamente impiegate per trasferire i segnali da un punto all'altro (ad esempio da un'antenna al ricevitore, o al trasmettitore): si definiscono più appropriatamente, in tal caso, « linee di trasmissione ». Uno tra i più noti casi d'impiego di linee bifilari parallele a costanti distribuite è quella della « discesa d'antenna » usata anni or sono per i ricevitori televisivi (**figura 13 LM**).

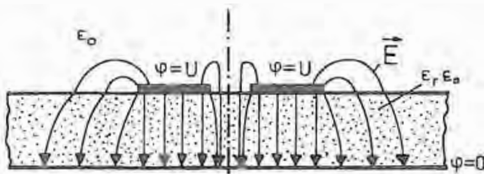


Fig. 11 LM - Col potenziale delle due linee eguali ed in fase si ha l'accoppiamento simmetrico, visibile dall'andamento delle linee di campo.

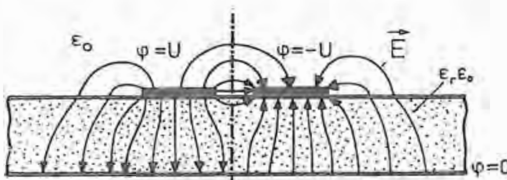


Fig. 12 LM - Se i potenziali delle linee sono a fase opposta si verifica un accoppiamento asimmetrico. I campi sono invertiti, ed essendovi gran parte di energia di campo con passaggio tramite aria, la costante dielettrica effettiva delle strisce deve essere più piccola.

Il coassiale

Abbiamo osservato nella figura 7 LM come i campi elettromagnetici di una linea bifilare possano configurarsi e collocarsi in diversa maniera col passaggio dai due classici conduttori della linea ai due elementi-striscia delle « microstrip ». Analogamente possiamo vedere ciò che avviene se uno dei due conduttori è foggiato in modo tale da circondare l'altro, si da formare il già citato cavo coassiale: il confronto è visibile in **figura 14 LM**.

La figura in questione mette subito in evidenza che mentre in « A » (linea bifilare) i campi elettromagnetici sono confinati da un conduttore all'altro solo per quanto riguarda la direzione **X** (quelli diretti **Y** si disperdono: da qui, l'irradiazione), in « B » (coassiale) i campi elettromagnetici risultano confinati tra i conduttori (interno-esterno) qualsiasi direzione si voglia considerare.

Alla soluzione della linea coassiale o concentrica (che abbiamo prospettata in « D » della figura 1 LM) si ricorre — lo abbiamo detto — allorché si agisce su frequenze così elevate che, col sistema della normale linea bifilare parallela il fenomeno del non voluto irradiamento (vedi « A » di figura 14 LM: direzione Y) è tale da compromettere in qualche modo l'efficienza del circuito.

Con la linea coassiale infatti, le perdite per irradiazione sono estremamente ridotte e perciò la diminuzione del Q (rendimento) diventa trascurabile: ciò in virtù del fatto che, si è visto, la linea concentrica è autoschermante. Si perde, per contro, gran parte dell'ampia possibilità di regolazione per messa a punto illustrata per le linee parallele, in quanto le caratteristiche meccaniche ed elettriche del coassiale (specialmente quello flessibile) non possono essere alterate o modificate con altrettanta facilità.

Se però la linea coassiale è costruita con materiale di sufficiente spessore e rigidità (ad esempio, in tubo d'alluminio o di rame: è il caso dei circuiti risonanti di trasmettitori) ed è chiusa ad una estremità (vedremo poi che, così, essa diventa una « cavità ») si può conferire all'insieme l'aspetto di cui a **figura 15 LM.** In questo caso, assoggettandosi alla rigorosità dei dati costruttivi ed alla delicatezza delle operazioni di messa a punto si può intervenire, per effettuare e variare l'accordo, con i diversi metodi illustrati in **figura 16 LM**, che ricalcano, in parte, quelli già visti per le linee parallele, bifilari. In « A » è lo spostamento di un disco di cortocircuito che modifica le condizioni; in « B » il conduttore centrale, costituito da due parti può presentarsi con lunghezza diversa ed infine, in « C » un condensatore variabile può essere connesso tra l'estremità aperta del conduttore centrale e la struttura esterna oppure in un punto intermedio (metodo 2).

Dalla rapida panoramica che abbiamo fatto commentando la figura 1 LM che illustra l'evoluzione costruttiva e di principio dei risuonatori in relazione al crescere della frequenza, sappiamo già che il dispositivo coassiale non è privo di difetti. Ad un certo punto la loro presenza porta ad inconvenienti di rilevante importanza, tanto da dar luogo alla ricerca di nuove soluzioni (ad esempio, « guide d'onda » e « cavità »).

In particolare risulta dannoso l'« effetto pelle », vale a dire quel fenomeno col quale si identifica la tendenza della corrente a radiofrequenza a concentrarsi nella zona periferica di un conduttore tanto da renderne utile soltanto uno strato superficiale.

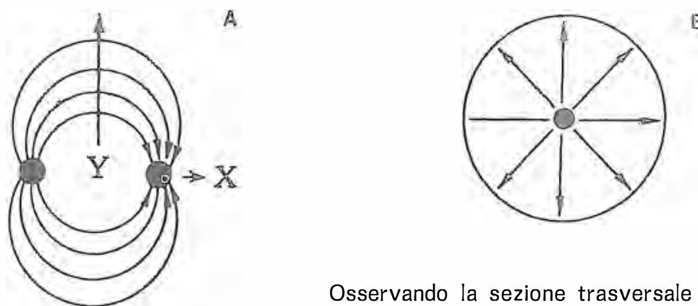


Fig. 14 LM - Nella linea bifilare A) i campi sono confinati solo in direzione X; in direzione Y essi si disperdono. Nel coassiale B) tutti i campi sono confinati all'interno. Al crescere della frequenza però, le correnti del conduttore centrale aumentano e si verificano perdite notevoli.



Fig. 15 LM - Tipica linea risonante, coassiale, rigida (veduta, in parte sezionata) in tubo metallico. La lunghezza è pari ad un quarto d'onda. Si noti la possibilità di modificare, ad una estremità, la lunghezza del conduttore centrale.

Osservando la sezione trasversale di un cavo coassiale si può constatare che la circonferenza del conduttore interno è notevolmente inferiore a quella del conduttore esterno (figura 14 LM in « B »). Poiché la resistenza di un conduttore è:

$$R = p\ (l : S)$$

dove **p** è la resistività del metallo, **l** la lunghezza del conduttore ed **S** l'area della sezione trasversale attraverso cui scorre la corrente, ne consegue che il conduttore interno è quello che offre maggiore resistenza, diminuendo per resistività in modo considerevole la corrente, sia per la sua piccola sezione, sia per l'effetto pelle che ulteriormente ne riduce l'area utile.

Vi sono poi le già citate perdite dielettriche che giungono in certi casi (presenza di potenza) al riscaldamento dell'isolante ovviamente presente tra i conduttori per necessità meccaniche (sostegno del conduttore in posizione centrale).

Se le circostanze lo permettono si può rimediare alle perdite per resistività adottando cavi di dimensioni relativamente grandi, ma su questa direttiva vi è un limite che è imposto dalla frequenza sulla quale si lavora. A questo proposito diremo che la più grande linea coassiale che può essere praticamente adottata è quella presentante una media delle circonferenze dei conduttori (del centro ed esterno) minore di una lunghezza d'onda. Con linee più grandi la distribuzione e la propagazione del campo magnetico subiscono alterazioni che rendono imprevedibile il comportamento del cavo.

Così come abbiamo fatto per le linee a conduttori paralleli bifilari riportando uno dei tipi più noti nell'impiego come linea di trasmissione (la ben nota « piattina » dell'antenna TV) riproduciamo in **figura 17 LM** uno dei più noti modelli di coassiale, costruito per lo stesso uso.

Fig. 16 LM - Per variare la frequenza di risonanza si può spostare un disco di cortocircuito, modificare la lunghezza di un conduttore o agire con un condensatore variabile connesso ad una estremità (massimo campo d'azione) o ad un punto intermedio.

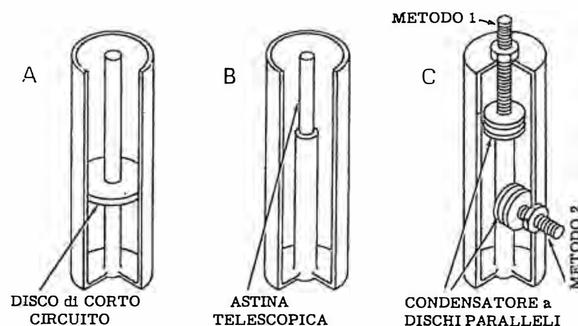
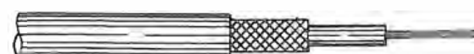


Fig. 17 LM - La linea concentrica più diffusa; si tratta del coassiale per antenne TV (impedenza = 75 ohm) che ha sostituito la bifilare di fig. 13 LM. Il conduttore esterno è in calza per le esigenze di flessibilità del cavetto.



Le guide d'onda

Al crescere della frequenza interessata, il cavo coassiale rivela i suoi inconvenienti, in particolar modo imputabili al conduttore centrale: eliminarlo, consentendo al dispositivo di trattenere e trasferire egualmente i campi elettromagnetici significa, evidentemente, porsi in condizione di notevole vantaggio per l'eliminazione di perdite e di severi dettami costruttivi.

Il cavo coassiale privato dell'elemento centrale risulta essere un condotto nel quale la configurazione dei campi viene cambiata per compensare l'assenza di detto elemento: le onde vi vengono guidate, ciò che porta al nome significativo di **guida d'onda.**

Si è constato sperimentalmente che le manifestazioni elettromagnetiche a frequenza così alta qual'è quella che caratterizza le microonde possono propagarsi tra due conduttori paralleli senza peraltro percorrerli: in altri termini, le microonde percorrono « lo spazio » tra i detti conduttori così come un flusso d'acqua scorre tra le due pareti verticali che limitano il letto di un canale. Perciò, i conduttori metallici qui non svolgono più il ruolo di veri e propri trasportatori di corrente ma hanno il compito di « guidare » le onde lungo un percorso che essi stessi delimitano.

A parità di dimensioni una guida d'onda ha la possibilità di trasferire maggiore potenza di un cavo coassiale. Quest'ultimo ammette una potenza che è data da $\mathbf{E^2 : Z}$, dove **E** è la tensione massima dell'onda progressiva e **Z** l'impedenza caratteristica della linea; se si vuole aumentare la potenza — ferme restando le dimensioni — bisogna perciò accrescere E, cioè la tensione, ma questo aumento è limitato dalla distanza tra i conduttori che, nel coassiale, è l'S1 della **figura 18 LM.**

Questa distanza è molto più grande nella guida d'onda (S2) per cui è possibile agire con potenza maggiore senza pericolo che la tensione « E » superi il potenziale di perforazione.

Non è strettamente necessario che la guida d'onda mantenga la forma cilindrica (**figura 19 LM**) che le deriva se la si considera un cavo coassiale privato del conduttore interno. Infatti, essa può assumere profili diversi e quello più corrente la vede a sezione rettangolare.

Per renderci conto di come un dispositivo di questo genere svolge la sua azione è utile richiamarci più che al cavo coassiale (del quale mantiene, qualche volta, solo l'aspetto) alle linee parallele bifilari. Del resto, anche il cavo coassiale è una linea parallela, concentrica.

Una linea parallela bifilare ha bisogno, evidentemente, di sostegni per il suo collocamento ed il suo mantenimento in loco con rispetto delle caratteristiche meccaniche che sono poi, anche, caratteristiche elettriche: in altri termini, si rendono necessari dei sostegni isolanti del tipo, ad esempio, visibile in **figura 20 LM.** Accade però

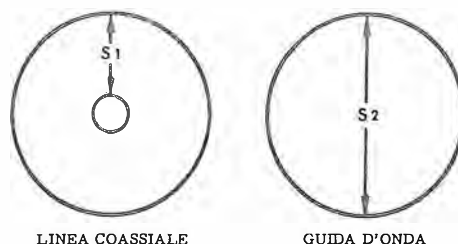


Fig. 18 LM - La distanza (S1) tra un conduttore e l'altro determina la tensione massima ammissibile in un cavo coassiale. In una guida d'onda, mancando il conduttore centrale, gli estremi di tensione risultano pari a S2: da qui, maggiore potenza consentita.

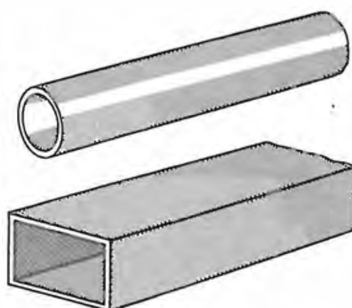


Fig. 19 LM - Le guide d'onda possono assumere forme diverse: la più corrente è quella a sezione rettangolare.

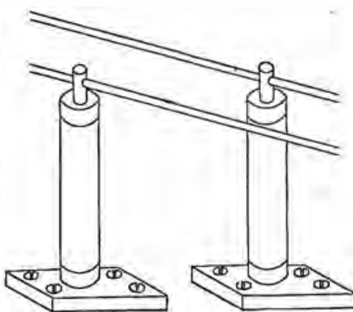


Fig. 20 LM - Eventuali isolatori di sostegno di una linea bifilare rappresentano impedenze non sempre sufficientemente alte verso massa: la loro presenza può quindi tradursi in un abbassamento del Q della linea.

che a frequenze così alte come quelle delle quali ci stiamo occupando, praticamente nessun materiale è tale da offrire un isolamento corrispondente ad alta impedenza verso massa.

Confrontando questa necessità col fatto che una linea risonante in quarto d'onda, cortocircuitata da un lato presenta dall'altro, lasciato aperto, un'impedenza molto alta si è pensato di utilizzare questa caratteristica per dar luogo ad un tipo di supporto particolarmente idoneo per risolvere il problema. Ecco, allora, come una struttura di supporto pur essendo metallica non costituisca carico resistivo o comunque dispersivo per una linea bifilare né tra i due conduttori né, come vedremo ora, tra di essi e la massa: vedi **figura 21 LM.**

Il detto isolatore metallico può essere collocato in qualsiasi punto della linea e sempre risulterà in risonanza dal lato aperto (tensione massima e corrente quasi zero) mentre all'estremità chiusa (in basso sulla figura 21 LM) si avrà tensione zero e corrente massima. Il favorevole rapporto (alto) E : I del lato aperto — connesso alla linea bifilare — significa alta impedenza.

La **figura 22 LM** mostra una linea a due conduttori su ciascuno dei quali sono stati fissati più isolatori in quarto d'onda (sopra e sotto la linea); in effetti, in tal modo la linea bifilare risulta posta al centro di più sezioni (3 + 3 nell'esempio) in quarto d'onda.

Occorre avvertire che gli isolatori metallici in quanto dispositivi risonanti agiscono per una ben determinata freqenza e quindi solo per quella frequenza costituiscono un sistema ad impedenza alta: ciò impedisce che con questo tipo di supporti la linea possa essere utilizzata su frequenza diversa da quella di risonanza del supporto.

Lo scopo del nostro richiamo a questo tipo

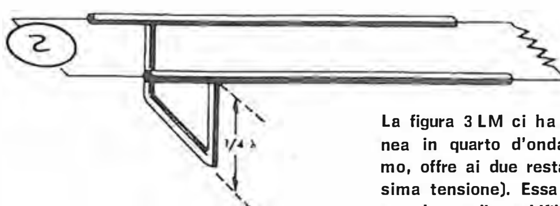


Fig. 21 LM - Esempio di impiego di linea in quarto d'onda come isolatore metallico. La sua efficacia è valida unicamente per una frequenza: quella della sua risonanza.

La figura 3 LM ci ha messo in evidenza che una linea in quarto d'onda, cortocircuitata ad un estremo, offre ai due restanti capi, alta impedenza (massima tensione). Essa può quindi servire da supporto ad una linea bifilare e può essere collocata in qualsiasi punto della stessa.

di isolatori (metallici) non è qui, tuttavia, quello di illustrare la soluzione al problema del supporto di una linea a due conduttori, bensì di far comprendere come questa struttura metallica diventando un tutt'uno con la linea si trasformi appunto in una guida d'onda.

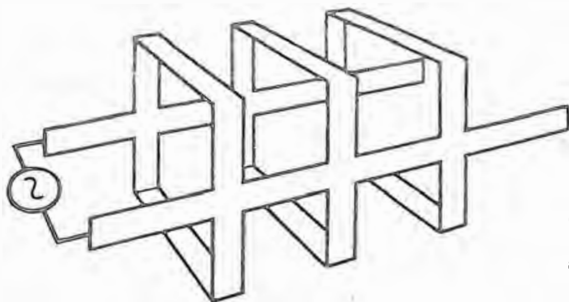


Fig. 22 LM - Gli isolatori in quarto d'onda possono essere collocati sia sotto che sopra la linea bifilare; qui, ad esempio, si immagina l'impiego di sei di essi.

Se il numero degli isolatori metallici, che nella figura 22 LM è solo di tre (doppi) lo si accresce sempre più sino a che l'uno viene a contatto con l'altro, il risultato è una scatola rettangolare: la linea — da un lato e dall'altro — diventa essa stessa parte della scatola (**figura 23 LM**). La scatola rettangolare così formata è una guida d'onda.

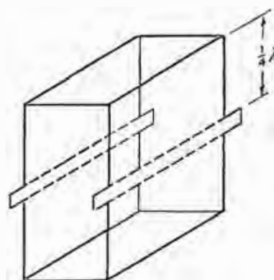
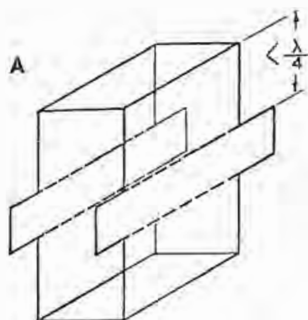


Fig. 23 LM - Il numero di isolatori in quarto d'onda (sopra e sotto la linea) può essere talmente grande da formare praticamente delle pareti: si è così formata una guida d'onda.

Abbiamo detto in precedenza che il funzionamento di un isolatore a sezione in quarto d'onda è ottimo per una sola frequenza, ma se ci troviamo in presenza di più isolatori aggiunti tanto da formare, così come si è detto, una parete continua, allora il tutto può funzionare bene anche su frequenze diverse. Vediamo di comprendere il perché.



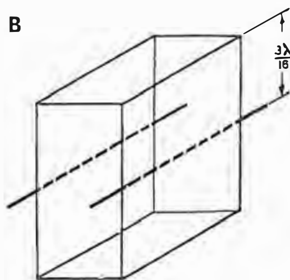


Fig. 24 LM - Le guide d'onda presentano una certa gamma di frequenza utile: infatti (caso A) considerando l'isolatore a quarto d'onda sempre più corto (e la linea sempre più larga) si può constatare che la risonanza si verifica per frequenze sempre più alte. In senso opposto si ha (B) un certo margine verso le frequenze più basse: sino a quasi 3/16 di lunghezza d'onda.

Poniamo il caso che la frequenza dell'energia che deve essere trasferita dalla guida d'onda sia **più alta** di quella propria, di risonanza dell'isolatore metallico (quarto d'onda): in questo caso, di norma, per adeguare quest'ultimo ad una frequenza più alta sarebbe necessario accorciarlo, ossia bisognerebbe ridurre l'altezza dei due lati della U. Ma ciò, senza attuare una vera e propria azione meccanica si può pensare si verifichi automaticamente considerando la linea (che fa parte integrante della scatola, ossia della guida d'onda) più alta (**figura 24 LM** in **A**) di quanto non lo fosse nella valutazione di figura 23 LM.

Teeoricamente, secondo questa osservazione, una guida d'onda potrebbe funzionare per un numero infinito di frequenze col procedere della riduzione, sino a zero, dell'altezza degli isolatori metallici a quarto d'onda (e col contemporaneo espandersi, ben inteso, della superficie considerata elemento di linea). In pratica vi sono fattori legati alla distribuzione del flusso elettromagnetico all'interno della guida che limitano l'utilizzazione verso le frequenze alte.

Per frequenze di impiego **più basse** di quella di risonanza degli isolatori a quarto d'onda vale il ragionamento inverso. Si può immaginare che si riduca l'altezza del settore linea sulla parete e si allunghi quella dell'isolatore metallico: vale a dire che quest'ultimo si adegui alla nuova frequenza, più bassa (onda più lunga). È il caso riportato in **B** della figura 24 LM.

Naturalmente vi è un limite oltre il quale l'onda risulta così lunga da non corrispondere più alle dimensioni della guida e perciò quest'ultima non può più trasferire energia. Questo valore di frequenza-taglio corrisponde, per una guida rettangolare, a mezza lunghezza d'onda della dimensione in altezza del lato lungo.

Generalmente la dimensione data dal costruttore a detto lato è calcolata per 0,7 la frequenza di taglio desiderata: si ottiene in tal modo una piccola gamma di frequenze valide sopra e sotto la frequenza centrale stabilita.

La dimensione dei lati più corti della guida è legata invece al potenziale di rottura del mezzo dielettrico, abitualmente aria; sono comuni valori di 0,2 ÷ 0,5 lunghezze d'onda.

I DUE CAMPI INTERNI

L'energia che si propaga nella guida si trasferisce sotto forma di campi elettromagnetici: le correnti e le tensioni istantanee presenti concorrono semplicemente (sono una risultante) alla formazione di tali campi.

Ciò premesso, è facile arrivare alla conclusione che i campi elettromagnetici all'interno della guida sono eguali a quelli irradiati nello spazio da un'antenna.

Abbiamo detto campi « elettromagnetici »; ciò vuol dire appunto la presenza di due tipi di campo: quello « **elettrico** » (le cui linee di forza sono dette **E**) e quello « **magnetico** » (le cui linee di forza sono dette **H**).

Il campo elettrico — L'esistenza di un tale campo — detto anche « elettrostatico » — indica la presenza di una differenza di elettroni tra due punti e, nei disegni, viene indicata da frecce.

La forma più semplice di campo elettrico è quella che si ha tra le due piastre parallele di un condensatore, così come si vede in **figura 25 LM.**

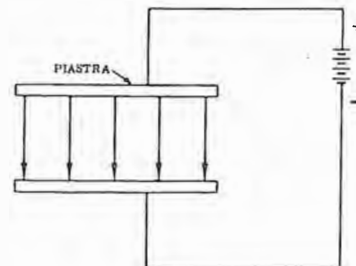


Fig. 25 LM - Se tra due elementi metallici si applica una differenza di potenziale, si crea tra di essi un campo elettrico; viene indicato dalle frecce che puntano dall'elettrodo positivo al negativo, e significa una sollecitazione del dielettrico dovuta agli elettroni.

Quando la piastra superiore viene resa positiva rispetto a quella inferiore gli elettroni ri-

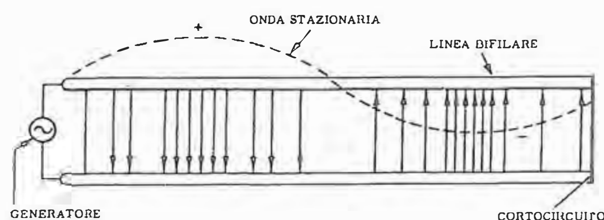


Fig. 26 LM - L'onda riferita alla linea bifilare cortocircuitata da un lato, porta a punti (nodi) di tensione col massimo di campo elettrico, a polarità inversa (vedi direzione delle frecce) per ciascuna semionda.

sultano attratti dalla prima ed abbandonano la seconda: ciò porta ad una sollecitazione del dielettrico, sollecitazione che viene rappresentata mediante le frecce di cui si è detto. Il numero di frecce più o meno fitto in una stessa figura indica l'intensità di campo, più o meno elevata: lo si vede in **figura 26 LM** che rappresenta la situazione del campo elettrico in una linea bifilare, parallela.

In quest'ultima figura si può osservare la situazione — istantanea — derivante dall'applicazione di un'onda per una linea lunga quanto l'onda stessa: una metà di essa quindi è a campo

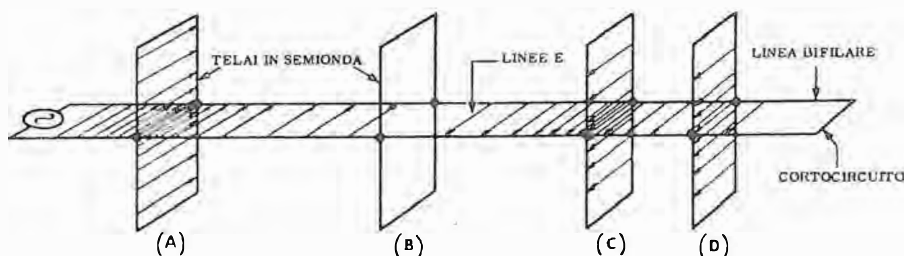


Fig. 27 LM - Quanto raffigurato nella figura precedente, visto in prospettiva ed anche nelle risultanze che interessano i supporti a quarto d'onda. Due di questi, allorché sono contrapposti sono chiamati telai-semionda.

positivo e l'altra metà ha campo negativo. L'intensità del campo elettrostatico istantaneo risulta la stessa nei punti positivi e negativi, ma le frecce — come si vede — puntano in direzione opposta.

Dato che la tensione ha una variazione con andamento sinusoidale lungo la linea risonante, anche la densità delle linee di campo E varia per l'eguale sinusoide.

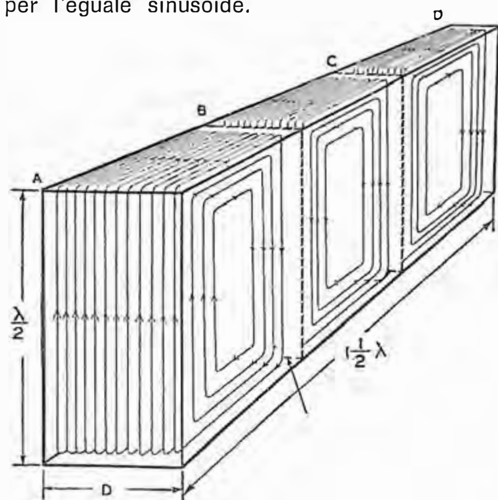


Fig. 28 LM - Questo è l'altro campo (quello magnetico) che si forma all'interno di una guida d'onda. Sono dei « vortici » di flusso, a quarto d'onda, le cui linee hanno direzioni inverse l'un l'altro. La massima densità di linee si verifica su piani immaginari posti in A, B, C, D. Si precisa che il disegno considera più di un'onda intera ed una linea chiusa ad entrambe le estremità.

In **figura 27 LM** vediamo, in prospettiva, quanto presupposto già nella figura precedente. Oltre alla distribuzione del campo all'interno della linea vi si osserva il campo che attraversa i noti isolatori metallici, a seconda della posizione in cui sono collocati sulla linea.

Il campo magnetico — È questo il secondo campo; deve sempre sussistere in una guida d'onda. Le linee di forza che danno origine a questo campo sono dovute al movimento di elettroni nel materiale conduttore.

Sappiamo che attorno ad un conduttore percorso da corrente si creano linee magnetiche a forma di anelli chiusi (linee H). Il numero di queste linee varia direttamente con la quantità di corrente presente: considerate collettivamente, queste linee costituiscono il campo H.

Se il conduttore percorso da corrente ha forma di bobina, le linee individuali delle spire tendono a formarsi intorno a ciascuna spira, ma tra le spire adiacenti la direzione delle linee di forza è opposta e questo fa si che esse si annullino l'una con l'altra col risultato che tra le spire della bobina l'intensità è nulla.

All'interno ed all'esterno della bobina, invece, le direzioni sono le stesse per ogni campo H; per cui questi campi si sommano formando una unica linea di forza, continua, attorno alla bobina.

Una situazione analoga si verifica all'interno di una guida d'onda. Considerando il risultato di un gran numero di sezioni i cui campi tra sezione si annullano per direzioni contrarie, ma all'esterno ed all'interno della sezione si sommano (avendo pari direzione per settori di mezza onda) si avrà una distribuzione del campo eguale a quella riportata in **figura 28 LM.**

All'esterno della guida d'onda nel suo assieme i campi delle sezioni non possono congiungersi e formare un anello continuo: per questo non vi è campo magnetico al di fuori della guida.

Le linee di forza magnetica sono perpendicolari alle linee di forza elettrostatica; i campi risultano anche ad angolo retto rispetto alla direzione secondo la quale l'energia si propaga nell'interno della guida, e sono in fase nel tempo.

Dalle figure sopra riportate si può rilevare come l'intensità del campo elettrico risulti massima (per la dimensione lato lungo) al centro e nulla in vicinanza della parete.

Ad ogni semiperiodo del segnale che si propaga nella guida le linee di forza H invertono la direzione e le linee di forma E rovesciano la polarità.

Inviando le onde nella guida queste si propagano in essa secondo un percorso a zig-zag subendo le riflessioni delle pareti con un angolo identico a quello di incidenza. Si può vedere in **figura 29 LM**, come l'angolo varî al variare della frequenza.

Se la guida dal lato opposto al generatore è aperta, le onde si inoltrano nello spazio, sia pure verificandosi un « salto di impedenza ». Se, invece, la guida termina in una parete chiusa, o in un restringimento a gradino, tutta o parte dell'energia viene riflessa indietro. Si verificano al-

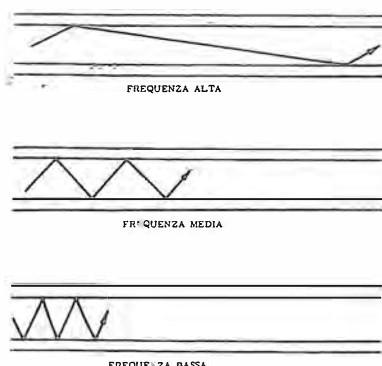


Fig. 29 LM - A seconda della sua frequenza l'onda all'interno di una guida si propaga riflettendosi con angoli di incidenza-riflessione sulle pareti che sono più ampi per le frequenze più alte. La velocità è pari a quella della luce ma il tempo riferito alla guida risulta maggiore dato il percorso a zig-zag, necessariamente più lungo.

lora punti caratteristici in cui l'onda che si propaga normalmente in andata e quella che viene riflessa si sommano in fase, ed altri punti nei quali le onde si sommano in opposizione di fase, annullandosi.

Immissione e prelievo del segnale

I punti di massimo e di minimo, sappiamo, si ripetono alla distanza di un quarto d'onda. Questa particolarità è interessante perché una guida d'onda chiusa — alla pari di una linea parallela cortocircuitata ad una estremità — può diventare allora un dispositivo risonante in grado di ricevere un elemento di accoppiamento sia per l'entrata del segnale che per un suo prelievo. Nel primo caso l'elemento è detto « lanciatore » nel secondo, assai spesso, « sonda ».

Per accoppiare l'energia alle guide d'onda si possono avere tre tipi di « lanciatori » o, meglio, tre metodi. Uno utilizza una specie di puntale (« probe »), un altro una spira o anello (« loop ») ed il terzo delle « aperture ».

L'accoppiamento mediante « probe » (accoppiamento capacitivo) è illustrato in **figura 30 LM.** Quando il « probe » è eccitato da un segnale a radiofrequenza si crea attorno ad esso un campo elettrico. Il « probe » deve essere collocato — come si vede in figura — al centro della dimensione corta della guida e ad un quarto d'onda (o ad un multiplo dispari di quarto d'onda) dal lato di chiusura terminale della guida. È questo un punto di massimo campo E e perciò è un punto di massimo accoppiamento tra il « probe » ed il campo stesso.

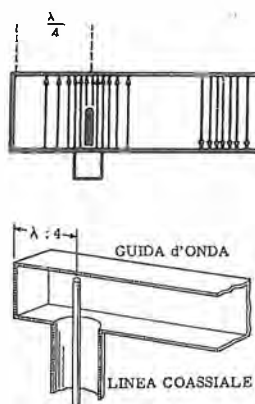


Fig. 30 LM - Sistema di accoppiamento linea (coassiale)-guida d'onda che fa ricorso ad una sonda collocata in un punto di intensità massima del campo elettrico, sia per prelevare che per immettere segnale.

Abitualmente il « probe » nasce da un corto spezzone di cavo coassiale: il conduttore esterno è connesso alla struttura della guida mentre quello interno rappresenta, per la parte introdotta, il « probe » che, naturalmente resta isolato dalla guida.

Il grado di accoppiamento può essere variato, modificando la lunghezza introdotta, spostandola dal punto centrale del campo E o, ancora schermandola parzialmente.

La **figura 31 LM** mostra il sistema a spira (accoppiamento induttivo).

La spira viene collocata in un punto di massima presenza di campo H nella guida. Anche in questo caso il conduttore esterno del cavo in arrivo è connesso alla struttura mentre il conduttore interno assume la forma di spira: la corrente che la percorre crea un campo magnetico all'interno della guida che, come si vede in figura, si accoppia al campo H esistente.

La spira (« loop ») può essere posta, con pari efficacia, in molteplici punti della guida purché gli stessi coincidano con il flusso magnetico del quarto d'onda, tratteggiato in figura.

Il grado di accoppiamento può essere variato mediante rotazione del « loop ».

Infine, il terzo metodo, quello ad apertura o fessura, è intuibile dalla **figura 32 LM**. L'apertura **A** è praticata sulla guida in un'area di massimo campo E e si traduce in una forma di possibile accoppiamento al campo elettrico. L'apertura **B**, situata in un'area di massimo campo H è un possibile accesso al campo magnetico e l'apertura **C**, che si trova in un'area di massimo campo tanto E che H, consente un accoppiamento elettromagnetico.

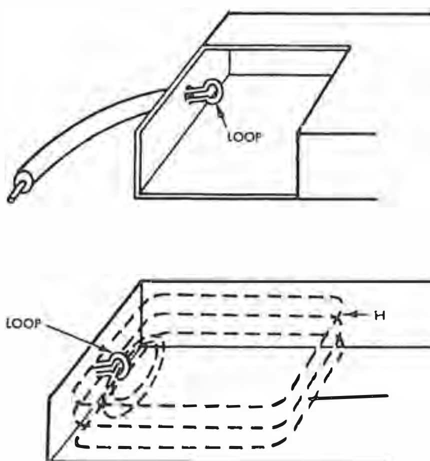


Fig. 31 LM - Sistema di accoppiamento induttivo. La spira, indicata dalla freccia, è formata a mezzo del conduttore interno del cavo coassiale: la sua rotazione modifica il grado di accoppiamento.

La spira crea attorno a sé un campo magnetico che si somma a quello delle linee di flusso (H) della guida d'onda. La spira può essere collocata anche su altri lati purché interessati dal campo.

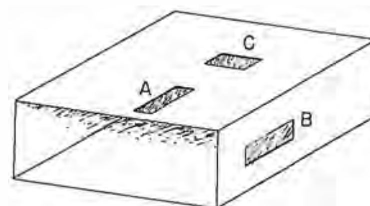


Fig. 32 LM - Per accoppiare una guida d'onda ad un'altra oppure a dispositivi risonanti detti cavità, si ricorre spesso ad un sistema a fessura. La fessura (che può essere in A, B o C a seconda dei casi) quasi sempre trova riscontro in un'altra fessura praticata nel dispositivo accoppiato.

ACCORDO ENTRO LA BANDA

Nei circuiti accordati funzionanti su frequenze relativamente basse (non su quelle di cui qui ci occupiamo, che sono altissime) la frequenza di risonanza dipende dai valori di induttanza e di capacità in atto: tali valori si risolvono, a loro volta, in un determinato valore di impedenza.

Nel caso delle guide d'onda — elementi che sono, come sappiamo, a costanti distribuite — non si può parlare a rigore, né di induttanza, né

di capacità, essendo le caratteristiche dimensionali quelle che determinano la frequenza di funzionamento; forse è meglio dire la banda di frequenza in quanto, si è visto, esiste una frequenza minima ed una frequenza massima entro le quali la guida d'onda può comportarsi in modo pressoché uniforme.

Per effettuare un accordo entro la citata banda si sono creati dispositivi di sintonizzazione che sono, ed agiscono, in modo ben diverso da quello dei condensatori o degli induttori regolabili. Ne vediamo uno in **figura 33 LM**, consistente in ultima analisi, in due viti che possono essere introdotte più o meno nella guida. Il perno della vite penetra in direzione parallela al campo elettrico: risulta allora eccitato da questo e, di conseguenza, agendo come una minuscola antenna, irradia all'interno un segnale. La fase di questo segnale riflesso può essere mutata variando la lunghezza del perno metallico; una lunghezza del perno pari a un quarto d'onda non provoca alcun fenomeno per cui l'azione va prevista per i percorsi inferiori e superiori a tale misura.

Un altro metodo di sintonizzazione consiste nell'impiego di un regolatore a pistone, così come si vede in **figura 34 LM.**

Le cavità risonanti

Un numero infinito di linee bifilari con relativi isolatori metallici sopra e sotto da luogo, si è visto, alla guida d'onda. Analogamente, un numero infinito di linee bifilari può dar luogo ad una cavità risonante. Questa è in sostanza un contenitore metallico vuoto, presentante una frequenza di risonanza che dipende dalle dimensioni, e precisamente, dal raggio se cilindrico e dal lato base se parallelepipeda a base quadrata.

Le linee bifilari che abbiamo richiamato per illustrare il concetto della cavità risonante si intendono collegate tra loro in parallelo dal lato aperto. La teoria è illustrata in **figura 35 LM.**

Nella figura si vede, in **A**, una linea a quarto d'onda cortocircuitata ad una estremità. Qui la linea è raffigurata non con un solo tratto così come abbiamo fatto sinora, ma nei suoi elementi induttivi e capacitivi, anche se non concentrati, ma distribuiti. Sono essi, è noto, che determinano la risonanza.

Una linea in quarto d'onda, cortocircuitata da un lato, in seguito alla distribuzione della tensione e della corrente di risonanza — lo abbiamo visto all'inizio — presenta un'impedenza alta ai capi dell'estremità aperta. Perciò tra i poli 1 e 2 vi sarà alta impedenza.

Quando, come in **B**, si uniscono due linee collegando assieme i rispettivi poli 1 e 2, le condizioni di risonanza non vengono alterate perché, se pure l'induttanza per effetto del parallelo diminuisce, la capacità per lo stesso motivo aumenta, e pertanto la frequenza di risonanza non cambia.

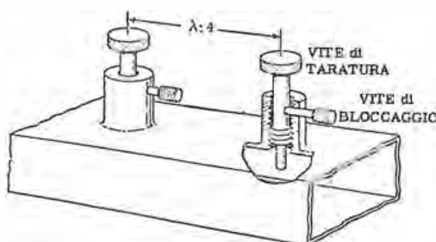


Fig. 33 LM - Viti, bloccabili, che possono introdurre nella guida un perno parallelo al campo elettrico, consentono piccole modifiche della frequenza di risonanza della guida, per variazione capacitiva.

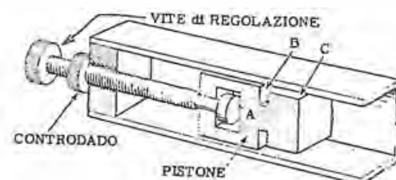


Fig. 34 LM - Dispositivo di taratura, a pistone, da porre sul lato più corto di una guida (in parallelo) o su quello lungo (in serie). B forma con A, un solco a quarto d'onda; lo stesso è per C con B: l'alta impedenza In B assicura in C impedenza zero indipendentemente dalla bontà di contatto del pistone con le pareti.

Proseguendo nell'aggiunta di linee, come ad esempio in **C**, ove ne osserviamo quattro, si ottiene oltrettutto, anche una minore resistenza ohmica per cui diminuisce l'energia dispersa (irradiata) ciò che equivale ad un aumento del fattore di merito dell'assieme.

Con un numero infinito di linee bifilari in parallelo giungiamo alla cavità che nell'esempio visibile in **D** è cilindrica: ha un'altezza corrispondente alla distanza tra i due conduttori delle linee; le superfici solide sono la risultante dell'accostamento delle linee.

Come effetto finale l'aumento del fattore di merito è considerevole. Anche l'impedenza tra **i** punti 1 e 2 risulta molto alta.

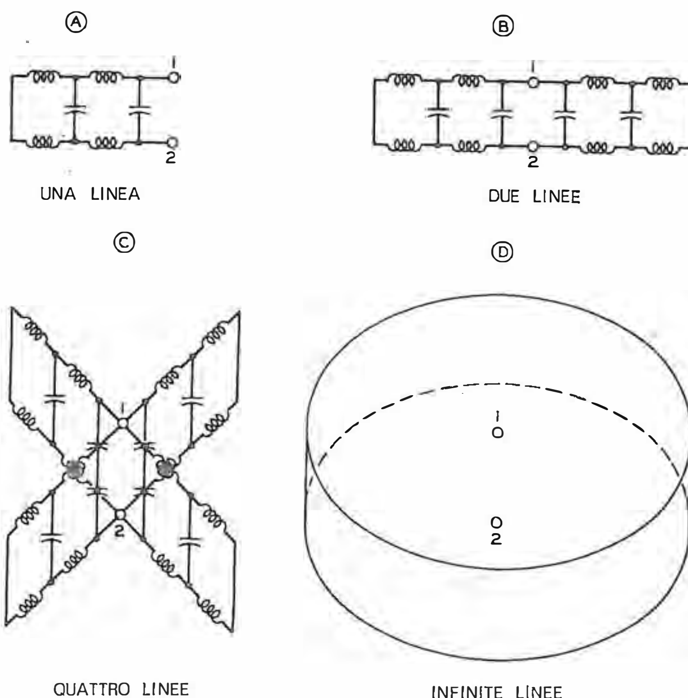
Riguardo alla condizione di risonanza, osserviamo che la lunghezza d'onda delle oscillazioni fondamentali risulta 2,6 volte il raggio della base. Questa relazione è valida per cavità piatte, ossia che hanno un'altezza del cilindro molto inferiore alla lunghezza d'onda.

Il comportamento della cavità di limitata altezza, a base quadra, non è molto diverso e la lunghezza d'onda di risonanza è pari a 2,82 volte il lato della base.

Se il modo di oscillazione della cavità è il più semplice i campi restano confinati all'interno; la corrente in due punti qualsiasi delle pareti parallele purché opposti, è eguale e di senso contrario.

Al centro, ove vi è la massima impedenza co-

Fig. 35 LM - Ad una linea risonante in quarto d'onda (A) può essere collegata — sul lato aperto — un'altra linea eguale (B). Analogamente si può procedere con 4 linee (C) e giungere infine, ad un numero infinito di linee, come in D: si è così formata una cavità risonante.



me abbiamo detto, la corrente è nulla e, per contro la tensione è massima.

La **figura 36 LM** mostra come si colloca il campo magnetico e come si colloca quello elettrico in una cavità risonante.

Per introdurre o estrarre energia i sistemi sono eguali a quelli già visti per le guide d'onda; quindi avremo il « probe », la spira (« loop ») e la fessura. Quest'ultimo metodo che si basa sul reciproco passaggio, attraverso l'apertura, del campo elettromagnetico è visibile in **figura 37 LM.**

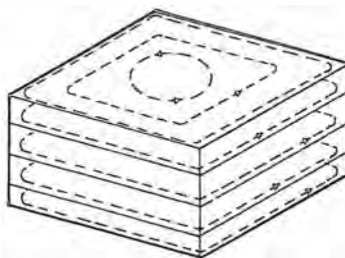
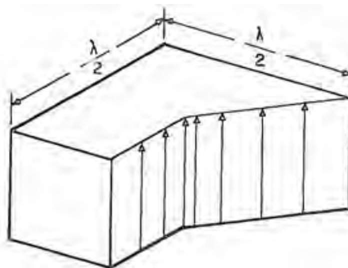


Fig. 36 LM - CAMPO MAGNETICO all'interno di una cavità. Si noti l'analogia con quanto raffigurato in figura 28 LM per un settore pari ad un quarto d'onda di una linea risonante, chiusa da entrambi i lati.



CAMPO ELETTRICO all'interno di una cavità. Naturalmente esso è presente assieme a quello magnetico sopra mostrato.

Valvole ed ultracorte

Già al di sopra dei 200 MHz le normali valvole assumono un comportamento complesso, le principali conseguenze del quale sono: instabilità di funzionamento in amplificazione, rendimento progressivamente decrescente, in particolare negli stadî di potenza.

Le cause di questo scadimento nell'impiego sono da ricercarsi in primo luogo, nei valori capacitativi esistenti tra gli elettrodi e nell'induttanza dei conduttori esterni che si traducono in combinazioni di reattanze a segno contrario; se incontrollate, queste reattanze sono fonte di irregolarità di funzionamento.

A parte ciò, è da osservare che la valvola convenzionale, cioè quella con griglia di controllo, ha un limite di frequenza piuttosto basso, limite che è determinato dal tempo di transito degli elettroni nello spazio compreso tra il catodo e la placca.

Quando il tempo che gli elettroni impiegano per transitare da un elettrodo all'altro è piccolo rispetto al periodo della radiofrequenza, esso non pregiudica il funzionamento della valvola, e quindi non se ne tiene conto. Quando, per contro, il tempo di transito ed il periodo del segnale sono confrontabili, la semionda dell'impulso di elettroni che raggiunge la placca non ha lo sfasamento previsto, e voluto, di 180° rispetto alla semionda del segnale applicato alla griglia.

Venendo a mancare la contemporaneità, la semionda della corrente di placca è caratterizzata da una differenza di fase rispetto al segnale d'ingresso che tende a ritardare progressivamente, sempre più, mano a mano che la frequenza aumenta.

Questo ritardo, oltre ai fenemoni di instabilità determina il limite della frequenza utile di impiego della valvola.

Occupandoci delle valvole abbiamo già visto come in certi triodi per queste frequenze gli elettrodi siano molto ravvicinati; così facendo, e con altri accorgimenti, portando queste distanze, ad esempio, a valori inferiori ad un decimo di millimetro, si può raggiungere una frequenza di lavoro che va un po' oltre i 3 GHz.

Le valvole di potenza però, dovendo lavorare con tensioni di placca elevata, anche se strutturate in maniera simile devono adottare distanze interelettrodiche maggiori; solo qualche modello presenta ancora interesse sui 2,5 GHz, con rese alquanto basse: circa il 25%. Ciò significa che su 100 watt d'alimentazione, ben 75 debbono essere dissipati con un grosso radiatore.

A causa dell'inefficienza dei triodi al di sopra dei citati limiti di frequenza, le valvole per microonde si basano su principii diversi ed hanno aspetti inconsueti, come vedremo tra poco osservandole nelle loro più tipiche applicazioni.

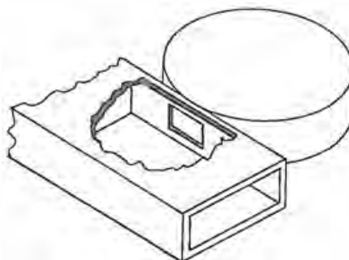


Fig. 37 LM - Accoppiamento col sistema delle aperture, tra una cavità risonante cilindrica ed una guida d'onda: esso ha luogo in quanto il flusso elettromagnetico può passare grazie appunto alla fessura praticata sui fianchi metallici.

Semiconduttori ed ultracorte

Anche nel campo delle frequenze molto alte (VHF ed UHF) i transistori hanno, oggigiorno, spodestate le valvole nella maggior parte delle applicazioni.

I transistori potendo avere dimensioni estremamente piccole possono rendersi utili a frequenze più alte che non le valvole; ad esempio, seguendo nella loro fabbricazione tecniche dette MESFET (di esso diremo più avanti) si ottengono esemplari utili, in ricezione, sino a 10 GHz ed in trasmissione, per le stesse frequenze, potenze sino a 500 mW, il che per molti casi di impiego su queste gamme, non è poco.

I tipi per amplificazione a basso rumore, di vitale importanza per gli stadii d'ingresso dei ricevitori, hanno compiuto progressi notevolissimi in pochi anni. A 500 MHz una buona valvola introduceva un contributo di rumore valutabile a 5 decibel; i transistori di qualità oggi non eccedono 1 dB di rumore, mentre si arriva, con modelli speciali a non superare i 2 dB di rumore a 10 GHz.

Per quanto si riferisce alla potenza, non si va — per ora — al di sopra dei 100 watt nelle VHF ed UHF sino a 800 MHz; nelle microonde si ottengono alcuni watt (ad esempio, 5 watt, per tipo bipolare, a 2 GHz).

Oltre i 10 GHz anche i semiconduttori assumono modi di funzionamento diversi. Allora, al pari delle valvole, non potendosi più usare la configurazione attiva a tre elementi, (triodo) si configurano, mediante particolari accorgimenti, componenti a due elementi (diodi) che divengono attivi o perché sfruttano fenomeni fisici tipici di queste frequenze, o perché sono inseriti in speciali circuiti.

Per questo, con riferimento alle microonde si sente parlare di amplificatori a diodi, di amplificatori parametrici, di oscillatori a diodi Gunn, per ciò che concerne i ricevitori e le piccole potenze, mentre per grandi potenze è assai noto un grosso diodo ad alto vuoto, immesso in un potente campo magnetico: il Magnetron. Di esso ci occuperemo debitamente, qui di seguito.

Riassumiamo, prima, in forma tabellare, tipi, frequenze ed impieghi dei più conosciuti dispositivi adottati nel campo di frequenza di cui ci occupiamo.

VALVOLE E SEMICONDUTTORI PER ULTRAFREQUENZE

	Freq. max di impiego	Spettro utile in microonde	Potenza utile cw	Potenza utile Impulsi	Rendimenti	Uso
Triodo	2,5 GHz	—	25 w	—	30 %	A - O
Transistore bipolare	2,5 GHz	—	5 w	—	40 %	A - O
Magnetron	30 GHz	2 - 30 GHz	da 1 kW a 100 W	da 1 MW a 100 kW	dal 60 al 35 %	O
Klystron	10 GHz	1 - 10 GHz	1 kW - più comuni da 150 a 20 mW	—	dal 50 al 10 %	A - O
Mesfet	10 GHz	0,4 - 10 GHz	500 mW	—	40 %	A
Tubo a onda viaggiante	> 10 GHz	2 - 10 GHz	1 kW	—	50 %	A
Limited - Space Charge Accumulation (LSA)		3 - 80 GHz	—	da 3 kW a 10 W	dal 20 al 5 %	O
	80 GHz	45 - 80 GHz	20 mW	—	5 %	O
Diodo TRAPATT	10 GHz	1 - 10 GHz	—	da 1,5 kW a 50 W	dal 65 al 25 %	O
Elemento GUNN	50 GHz	1 - 50 GHz 5 - 60 GHz	— da 100 a 40 mW	da 300 w a 300 mW —	dal 30 al 10 % dal 10 al 5 %	O O
Diodo IMPATT	100 GHz	8 - 100 GHz 4 - 100 GHz	— **da 1 w a 50 mW**	da 70 w a 50 mW —	dal 10 al 5 % dal 10 al 5 %	O O + A
Diodi VARACTOR	36 GHz	1 - 36 GHz	da 25 W a 1 GHz da 2,5 w a 10 GHz da 25 mW a 36 GHz		dal 65 al 15 %	T T T

NOTA SULL'IMPIEGO

O = Oscillatore
A = Amplificatore
T = Triplicatore di frequenza
CW = Onda continua

Il magnetron

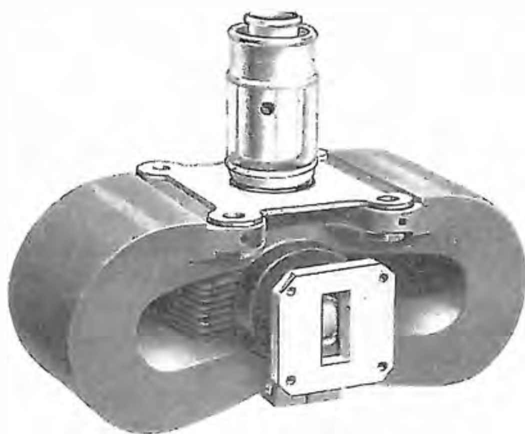


Fig. 38 LM - Il magnetron è sostanzialmente un diodo nel quale il flusso elettronico e controllato da un potente magnete: gli elettroni sono costretti su un percorso ad orbite più o meno circolari. Nei modelli di bassa potenza qual'è quello illustrato, il magnete è parte integrante.

Il magnetron (**figura 38 LM**) è un oscillatore di potenza, caratterizzato, tra l'altro, da una pressoché totale integrazione nel senso di essere in grado di produrre energia a radiofrequenza (su microonde) senza la necessità di componenti esterni quali cristalli, induttori, condensatori, ecc.

Sostanzialmente esso è un diodo, essendo privo dell'elettrodo griglia: presenta solo catodo ed anodo. Un campo magnetico localizzato nello spazio esistente tra l'anodo ed il catodo agisce come una griglia.

La placca, o anodo, del magnetron non ha lo stesso aspetto della placca di una comune valvola. Sappiamo che non essendo possibile l'impiego, su queste frequenze, di normali circuiti LC, occorre ricorrere a guide d'onda o a cavità risonanti; orbene, l'anodo qui assume la forma di un cilindro di rame nel quale si trovano delle cavità che svolgono il loro ruolo di circuiti sintonizzati (**figura 39 LM**).

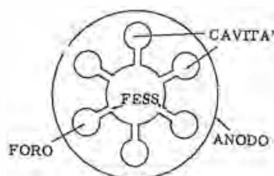


Fig. 39 LM - L'anodo di un magnetron è un cilindro nel quale sono praticati fori e fessure dimensionati in modo da costituire cavità risonanti: queste, sono poi connesse elettricamente in parallelo tra loro.

Ci troviamo perciò in presenza di un dispositivo che, ovviamente, anche nel suo assieme si presenta in forma ben diversa da una valvola; ciò anche nelle connessioni esterne che, come si vede in **figura 40 LM**, sono formate da corti spezzoni di grossi conduttori saldati a entrate tubolari di vetro.

Il catodo ed il filamento sono al centro.

Per prelevare l'oscillazione si adotta o un « probe » o un « loop » introdotto in una delle cavità dell'anodo; detta sonda serve all'accoppiamento immediato ad una guida d'onda o ad una linea coassiale.

Da un lato dei fori (cavità dell'anodo) verso l'interno, è presente un'apertura o fessura, di modo che la struttura interna e cioè l'anodo, risulta suddivisa in tanti segmenti quante sono le cavità. I segmenti vengono elettricamente collegati tra loro in modo alternativo, in maniera da predisporre le cavità in parallelo nei confronti dell'uscita.

Il collegamento è attuato mediante strisce metalliche circolari poste sui lati del blocco, all'ingresso aperto delle cavità.

Il catodo deve operare ad alta potenza perciò è piuttosto grande e deve tollerare alte temperature.

Il campo magnetico di cui si è detto all'inizio è fornito da un potente magnete permanente montato in maniera a che il suo campo sia parallelo all'asse del catodo, così come si vede in **figura 41 LM.**

La teoria di funzionamento si basa sul movimento degli elettroni sottoposti contemporaneamente all'influenza di un campo elettrico e di uno magnetico, combinati.

La direzione di un campo elettrico è dall'elettrodo positivo a quello negativo. Gli elettroni — sappiamo — tendono al movimento opposto e cioè dal potenziale negativo verso il positivo,

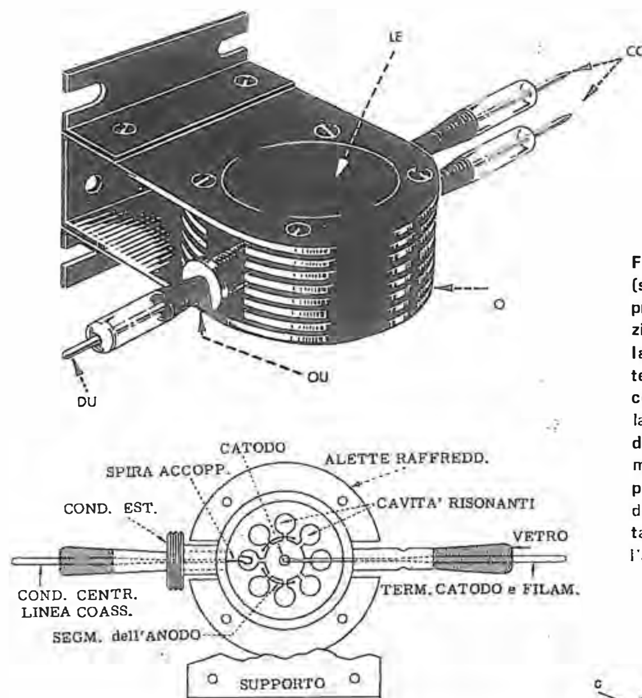


Fig. 40 LM - Il magnetron (senza il magnete) visto in prospettiva e, sotto, in sezione. LE **indica la zona sulla quale appoggia il magnete;** CC **sono i conduttori di collegamento a catodo e filamento;** O **indica una serie di fresature per raffreddamento;** OU **e** DU = **contatti per cavo coassiale. Le linee** di **forza del magnete risultano parallele all'asse del**l'anodo.

in seguito ad una forza che è proporzionale al campo che su di essi viene esercitato.

Quando un elettrone sta per essere accelerato da un campo elettrico (il campo detto E) si verifica, da parte dell'elettrone un prelievo di energia dal campo stesso.

Oltre che di un campo elettrico, creato con una tensione, siamo in presenza, qui, di un campo magnetico, creato col magnete. La legge che governa il movimento degli elettroni nel campo magnetico (campo H) dice che la forza è esercitata sull'elettrone ad angolo retto rispetto al campo ed alla direzione. La direzione risultante della forza è quella perciò che porta ad una traiettoria di deviazione nel senso orario se (**figura 42 LM**) si ha un campo magnetico anziché elettrico, e si guarda nella direzione del campo magnetico stesso.

Nel caso citato si presume che il polo sud sia al di sotto della carta e quello nord sopra, di modo che il campo magnetico va verso la carta.

Fig. 42 LM - Elettrone in movimento sotto l'influsso di un campo magnetico (H) entro l'anodo (O). Si può osservare che il campo C attorno all'elettrone si rafforza sulla sinistra e si indebolisce a destra per cui l'elettrone (E) si dirige verso tale lato.

Quando un elettrone si muove nello spazio si crea attorno ad esso un campo (magnetico) così come quello che si verifica attorno ad un conduttore percorso dalla corrente. Ora, il campo magnetico dell'elettrone in movimento si somma a quello del magnete permanente da un lato (a sinistra, nell'ipotesi citata) e impoverisce l'altro lato; perciò è verso questo lato (senso orario) che la traiettoria si piega.

Se la forza magnetica del magnete permanente viene aumentata, l'andamento con curvatura dell'elettrone sarà più pronunciato: lo stesso accade se si aumenta la velocità dell'elettrone.

Il disegno di **figura 43 LM** si riferisce alla disposizione di un magnetron tipico.

Quando non è presente alcun campo magnetico, riscaldando il catodo si verifica un movimento diretto ed uniforme, in direzione dell'anodo, così come si vede nella figura stessa ed anche in **A** della **figura 44 LM.** Applicando il campo e successivamente accrescendone l'intensità si verificano i fenomeni illustrati in **B**, **C** e **D**.

Predisponendo il magnetron per il valore di interdizione della corrente d'anodo (valore critico), l'impossibilità degli elettroni di raggiungere tale elettrodo al termine del loro movimento circolare da luogo ad un'oscillazione su microonda per effetto delle correnti indotte elettrostaticamente dagli elettroni in moto.

La frequenza di questa oscillazione è determinata dal tempo che gli elettroni impiegano per il tragitto « catodo-punto di inversione-catodo » (vedi C e D di figura 44 LM).

Gli oscillatori magnetron si possono suddividere in due classi: a RESISTENZA NEGATIVA e a RISONANZA ELETTRONICA.

I primi funzionano in relazione ad una resistenza negativa statica presente tra gli elettrodi ed hanno frequenza pari al periodo naturale del circuito sintonizzato collegato alla valvola.

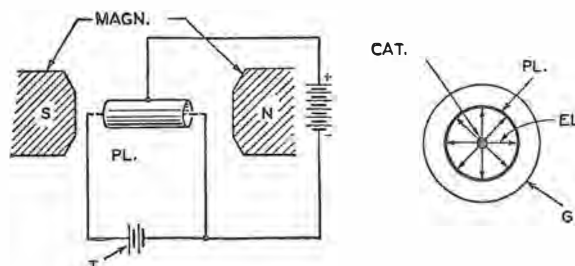


Fig. 43 LM - Disposizione funzionale degli elementi di un magnetron. PL **è la placca cilindrica, e** T **la batteria d'accensione filamento.** EL = **percorso elettroni in assenza di campo magnetico.** G = **ampolla vetro.**

I secondi funzionano in relazione del tempo di transito caratteristico delle valvole (tragitto catodo-placca); sono in grado di generare picchi di potenza molto alti a frequenze dell'ordine di migliaia di megahertz, specialmente con funzionamento ad impulso.

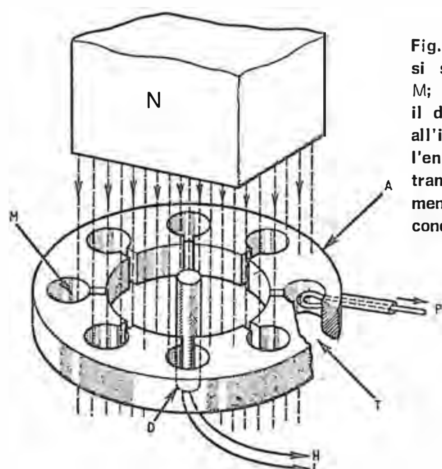


Fig. 41 LM - Nell'anodo A **si scorgono le cavità risonanti** M; **in quella a destra, il disegno fa vedere** (T) **all'interno la spira che preleva l'energia avviata all'esterno tramite** P. **Il catodo è** D **mentre** H **ed** L **sono i due conduttori del filamento.**

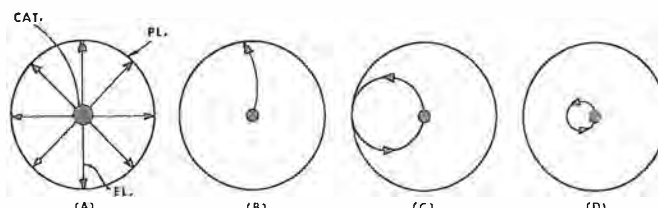


Fig. 44 LM - Effetto del campo magnetico (da B **a** D, **sempre più intenso) sulla direzione del flusso elettronico. La situazione di** C **è detta del punto critico: con essa inizia l'oscillazione.**

A PLACCA SUDDIVISA

Suddividendo la placca in due parti, nel senso della lunghezza, si può predisporre un magnetron, del tipo a resistenza negativa, in grado di funzionare a frequenza più alta e con potenza d'uscita maggiore di quello tipico testè esaminato.

Le due mezze placche sono a potenziale diverso tra loro.

Gli elettroni che abbandonano il catodo si dirigono verso la placca a tensione più alta: il campo magnetico (tipico del magnetron) però li deflette, cioè ne modifica il percorso conferendo al tragitto, come sappiamo, un certo raggio di curvatura. Superata la linea di divisione tra le due placche, gli elettroni entrano nel campo elettrostatico della placca a più basso potenziale.

In quest'ultima zona, data la minore intensità del campo elettrostatico, quello magnetico produce maggiore effetto sugli elettroni e di conseguenza si verifica una curvatura nell'andamento più pronunciata. Ciò porta ad una successione di cerchi tra i due campi sino a che, in ultimo, gli elettroni raggiungono la placca (a tensione più bassa). Quanto detto è visibile in **figura 45 LM.**

Le oscillazioni hanno inizio con l'applicazione di un appropriato valore di campo magnetico. Tale valore è un po' più alto del valore critico che per questo tipo di magnetron è quello necessario a che nessun elettrone riesca a raggiungere le placche se queste hanno pari potenziale.

Le tensioni alternantesi sulle placche in conseguenza dell'oscillazione generata nel circuito volano risonante provocheranno un movimento di elettroni: esso sarà simile a quello che è indicato in figura 45 LM, e vi sarà comunque un flusso di corrente.

Il fatto che il magnetron oscillatore a resistenza negativa richieda un campo magnetico molto concentrato porta a costruzioni con placca assai corta (pochi centimetri) per magneti a dimensioni ragionevoli. Anche motivi di efficienza sulle frequenze delle microonde portano alla necessità di un diametro piccolo.

Si rende necessaria ai fini della dissipazione, date le dimensioni piccole, una placca robusta, di adeguato spessore e profilo per una migliore irradiazione. I magnetron più potenti prevedono un raffreddamento artificiale con circolazione forzata di aria o d'acqua.

A PLACCA RISONANTE

Nei magnetron del tipo a risonanza elettronica la placca stessa viene costruita in modo da diventare elemento di risonanza: così non necessitano circuiti sintonizzati esterni. L'energia viene fornita direttamente dalla valvola ad una linea di trasmissione (**figura 46 LM**).

Le costanti della valvola e le condizioni di funzionamento sono tali da far si che il percorso degli elettroni risulti alquanto diverso da quello visto per il tipo precedente. Invece di svilupparsi in parecchi cerchi o spirali chiuse il percorso segue l'andamento indicato in **figura 47 LM.** Si vede anche, in figura, che invece di due segmenti di placca ve ne sono, nel caso citato, otto; comunque essi sono sempre più di due.

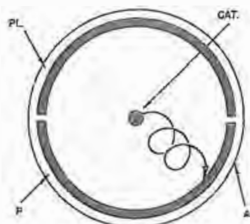


Fig. 45 LM - Sotto l'influsso combinato del campo magnetico ed elettrostatico, gli elettroni dirigendosi all'anodo seguono un percorso a cerchi in particolare nel settore della sezione (autonoma) di placca P a minore potenziale, ove il campo magnetico ha maggiore influenza. A indica il bulbo in vetro.

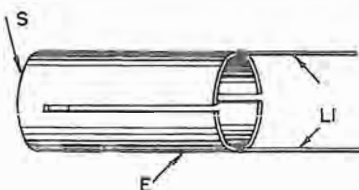


Fig. 46 LM - Nel magnetron a placca (E) risonante quest'ultima funziona come guida d'onda controcircuitata ad un estremo (S); è connessa direttamente, all'altra estremità, ad una linea di trasmissione (LI) per il prelievo della radiofrequenza.



Fig. 47 LM - All'interno del magnetron a placca risonante gli elettroni (EL) seguono il percorso qui raffigurato. La placca (M) spesso è suddivisa in molti segmenti: in questo caso, otto.

Questo tipo di magnetron è quello più usato nel campo delle microonde. Uno dei suoi inconvenienti risiede nel fatto che la sua potenza media è limitata dall'emissione catodica. Inoltre, il picco di potenza è limitato dalla tensione massima applicabile senza danno.

Si costruiscono tipi diversi di anodi che differiscono nel modo di creare in essi le cavità risonanti, o per meglio dire, nel profilo e forma ad esse conferito.

Un anodo assai noto è quello con fori e fessure che abbiamo già visto nelle figure 39, 40 e 41 LM.

Il circuito elettrico equivalente ad una cavità è riprodotto in **figura 48 LM** sotto ad essa. I lati paralleli della fessura costituiscono le armature di un condensatore mentre la parte del foro agisce come un'induttore: entrambi vengono a formare un circuito risonante LC ad alto Q. Detti circuiti risultano collegati in serie tra loro per cui elettronicamente un anodo ad otto cavità corrisponde allo schema di **figura 49 LM.** Si è già detto però, che strisce metalliche uniscono alternativamente i segmenti per cui l'assieme diviene in definitiva un circuito in cui le cavità risultano in parallelo come da **figura 50 LM.**

Nel magnetron le oscillazioni permangono grazie al guadagno di energia di cui usufruiscono gli elettroni a spese del campo elettrico: essi trasferiscono quest'energia ai campi magnetici, alternati, allorché passano davanti ad essi.

Le linee di campo tra segmenti adiacenti, vale a dire presenti davanti alla fessura di una cavità, sono sintetizzate in **figura 51 LM.**

Onde permettere il funzionamento del magnetron su frequenze diverse — all'interno, ben inteso, di una certa banda legata alle caratteristiche costruttive — si applicano alla struttura dei dispositivi di accordo.

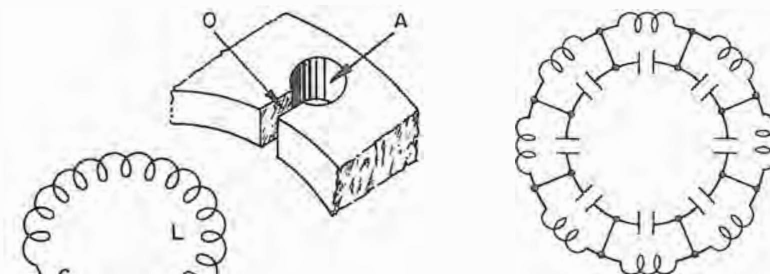


Fig. 48 e 49 LM - Cavità (A) con fessura (O) presente nell'anodo del magnetron e circuito elettrico equivalente della prima e della seconda. Senza particolari interventi nella costruzione le cavità risultano elettricamente in serie.

La frequenza di risonanza può essere variata sia modificando l'induttanza che la capacità delle cavità risonanti.

Alterando il rapporto superficie/volume di queste ultime, in una regione a corrente alta, mediante l'introduzione contemporanea in tutte di una struttura, indipendente, metallica si diminuisce la loro induttanza e perciò si aumenta la frequenza di risonanza. Il Q del circuito si ab-

bassa e, di conseguenza, l'efficienza della valvola.

Analogamente, un elemento, ad anello, che penetri davanti alle fessure, tra gli anelli di congiunzione, ne aumenta la capacità, diminuendo la frequenza di risonanza. La presenza di una sintonizzazione di questo tipo obbliga ad un funzionamento con tensione (e quindi, potenza) più bassa in conseguenza del ravvicinamento di parti tra le quali si manifesta alta tensione.

Entrambi i metodi permettono, singolarmente, variazioni di circa il 10% della frequenza; possono essere adottati tutti e due sulla stessa valvola se si vuole una maggiore gamma di sintonizzazione.

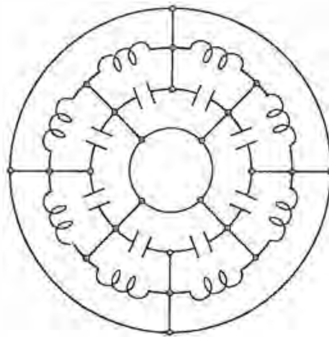


Fig. 50 LM - In pratica, mediante strisce metalliche si collegano elettricamente le diverse cavità in modo che risultino in parallelo tra loro. Il collegamento prevede le connessioni alternative (striscia interna e striscia esterna) indicate.

Valvole a modulaz. di velocità

Si identifica con la definizione di valvola a modulazione di velocità quel tipo il cui funzionamento dipende dalla modulazione, o cambio di velocità degli elettroni che l'attraversano. A seguito di questa variazione di velocità degli elettroni, la valvola crea dei raggruppamenti di elettroni, una sorta di addensamenti, intervallati da rarefazioni. Vediamo come ciò possa prodursi.

Il primo requisito è quello di creare un fascio di elettroni, viaggianti tutti alla stessa velocità. Sappiamo tutti che ciò si ottiene con un cannone elettronico (**figura 52 LM**).

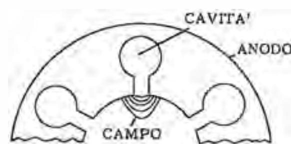


Fig. 51 LM - Tra gli estremi opposti della fessura d'ingresso di ciascuna cavità d'anodo le linee di campo si dispongono così come in figura. Gli elettroni, entrando nel campo cedono energia.

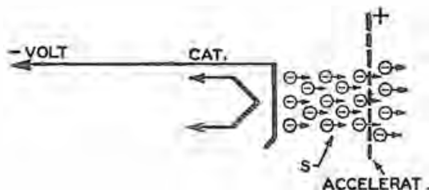


Fig. 52 LM - Classica predisposizione di un cannone elettronico. Gli elettroni (S) emessi dal catodo si dirigono verso un elettrodo che, polarizzato positivamente rispetto al catodo, li attrae; se si tratta di una griglia è detta acceleratrice.

Gli elettroni sono emessi dal catodo, riscaldato; sono concentrati con lente magnetica o elettrostatica in un fascio e sono attratti da una griglia (detta griglia acceleratrice) che allo scopo viene polarizzata positivamente rispetto al catodo.

Una gran parte di elettroni va oltre la griglia passando tra le sue maglie e forma un fascio di elettroni sempre viaggianti tutti, a pari velocità.

Poniamo poi, sul loro percorso, dopo la griglia accelatrice, altre due griglie, facenti capo ciascuna (così come si vede in **figura 53 LM**) agli estremi opposti di un circuito oscillante. Queste griglie sono molto vicine tra loro; viene loro conferito un potenziale a corrente continua eguale a quello applicato alla griglia acceleratrice ma, dal momento che sono connesse a punti opposti come polarità, di un circuito in cui si manifestano, alternativamente, tensioni positive e negative, la loro polarizzazione muterà di conseguenza elevandosi o riducendosi rispetto a quella della griglia acceleratrice.

La velocità degli elettroni abbandonanti queste griglie, dette del raggruppamento o modulatrici, varierà a seconda del momento in cui essi avranno incontrato e poi lasciato le griglie stesse; la velocità sarà superiore a quella antecedente se lasceranno la seconda griglia quando questa è a più alto potenziale, e sarà inferiore nell'ipotesi contraria.

Consideriamo un momento il punto al centro delle due griglie modulatrici, vale a dire un punto equidistante dall'una e dall'altra. Un elettrone che si trova in quel punto allorché la tensione alternata (del circuito oscillante) è allo zero di polarità, lascia l'assieme alla stessa velocità con la quale vi è entrato. L'elettrone che invece si trova nel punto sopracitato allorché la tensione alternata è, in quel punto e in quel momento, negativa (cioè l'elettrone che è davanti a quello prima considerato) subisce un rallentamento di velocità data la tensione meno positiva incontrata. Infine, l'elettrone che passa qualche tempo (grado) dopo l'istante tensione zero, lascia il tutto con velocità maggiore (a causa della tensione positiva più alta).

Gli elettroni aventi più alta velocità raggiungono quelli precedenti che non hanno avuto accelerazione nonché quelli ritardati dal ciclo precedente; in conseguenza di ciò si forma un raggruppamento (un « pacchetto ») di elettroni; ad esso farà seguito, mezzo ciclo dopo (e cioè quando si avrà un nuovo punto zero) una ripetizione del fenomeno. Così lasciano le griglie modulatrici dei gruppi di elettroni che, come tali, portano ad una più intensa pulsazione, seguiti da regioni nelle quali gli elettroni sono pochi.

Se i pacchetti in questione proseguendo il tragitto incontrano altre due griglie (vedi **figura 54 LM**) anch'esse collegate rispettivamente ai due estremi di un circuito oscillante, come le due precedenti, quando la prima griglia, come in **A**, è negativa si verifica un'azione frenante che assorbe energia dagli elettroni.

Gli elettroni che proseguono e trovano l'altra griglia (vedi **B**), la incontreranno del pari negativa

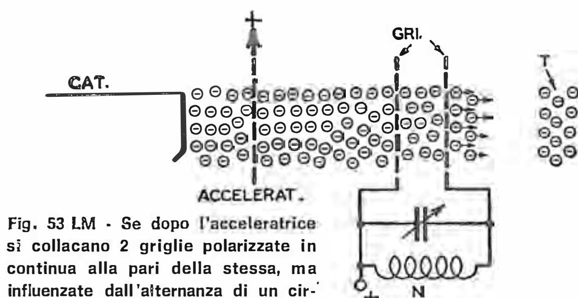


Fig. 53 LM - Se dopo l'acceleratrice si collacano 2 griglie polarizzate in continua alla pari della stessa, ma influenzate dall'alternanza di un circuito oscillante N, gli elettroni, subendo accelerazioni e ritardi, si raggrupperanno come in T.

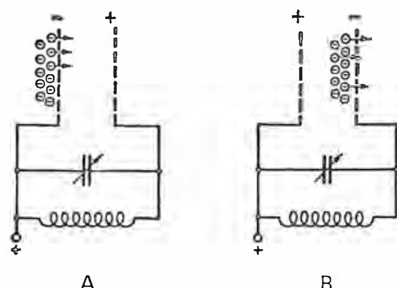


Fig. 54 LM - Gli elettroni raggruppati incontrando un'altra coppia di griglia trovano la prima predisposta in maniera da essere in fase negativa (A): la griglia assorbe energia. Nel frattempo diventa negativa la seconda (B) per gli elettroni che giungono dopo (quando la prima è positiva) e anch'essa assorbe.

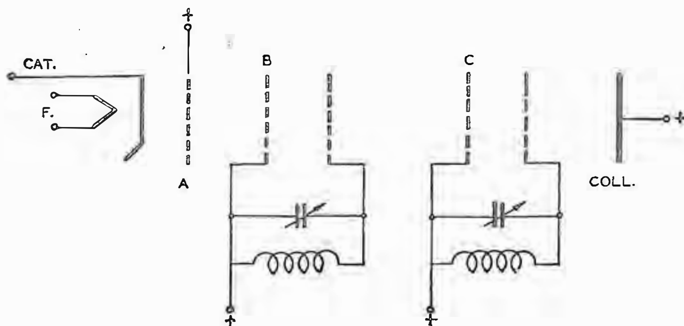


Fig. 55 LM - Infine, dopo la doppia coppia di griglie (B = di raggruppamento e C = di cattura), un elettrodo con polarizzazione positiva (Collettore) assorbe gli elettroni. Il tutto, in bulbo sottovuoto, costituisce il Klystron.

perché durante il passaggio (tempo di un mezzo ciclo) la polarità si sarà rovesciata. Così, anche questa griglia assorbirà energia. Entrambe le griglie sono definite di « cattura » e la definizione mette bene in evidenza il compito di sottrarre energia ai pacchetti di elettroni per fornirla al circuito risonante.

Gli elettroni che sorpassano l'ultima griglia, fortemente rallentati, sono raccolti da un elettrodo finale (positivo) detto collettore. Tutta la struttura d'assieme — vedi **figura 55 LM** — collocata in un bulbo (sottovuoto) forma la valvola Klystron.

Il Klystron

Il lettore avrà già intuito che i circuiti oscillanti esemplificati sin qui sono realizzati sotto forma di cavità (**figura 56 LM**) date le frequenze di lavoro. Sappiamo già che l'energia può essere prelevata o introdotta in esse mediante sonde ed altri sistemi; se dalla cavità di cattura (l'ultima) preleviamo segnale e lo reintroduciamo nella cavità di raggruppamento (la prima) con l'accorgimento che sia rispettata la dovuta relazione di fase, la valvola oscilla. Affinché ciò avvenga occorre evidentemente che l'energia richiesta dal raggruppatore sia minore di quella richiesta dal circuito di cattura; ciò, che è un'azione di amplificazione, è possibile in quanto gli elettroni nel raggruppamento entrano come fascio continuo mentre nel catturatore entrano pacchetti elettronici ben definiti.

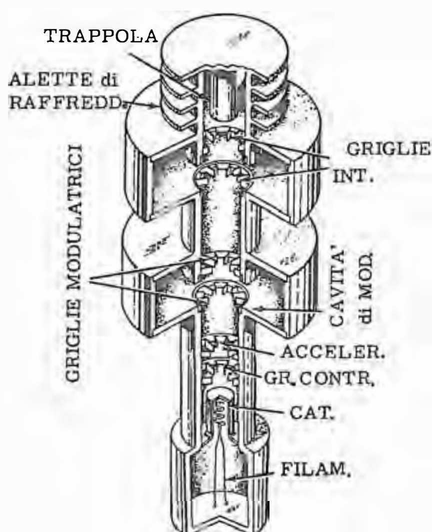


Fig. 56 LM - Tutti gli elementi di un Klystron. Dopo il filamento ed il catodo vi è anche una normale griglia di controllo, prima dell'acceleratrice. Indi, la coppia modulatrice (raggruppatrice) e la coppia di intercettazione (cattura); infine il collettore. Le cavità costituiscono la risonanza schematizzata LC nelle figure precedenti.

L'entrata degli elettroni nelle griglie raggruppatrici sotto forma di flusso continuo fa si che il numero di elettroni accelerato dai campi alterni tra le griglie durante mezzo ciclo d'oscillazione, sia perfettamente eguale alla quantità rallentata durante l'altro mezzo ciclo. Per questo motivo lo scambio di energia tra il fascio elettronico ed il raggruppatore è zero in un ciclo completo, eccezione fatta per le perdite intrinseche del circuito sintonizzato.

Per il circuito di cattura si ha una situazione diversa. Gli elettroni scorrono a gruppi con intervalli tra i gruppi stessi così che essi entrano in circuito solo quando questo si trova sul mezzo ciclo di rallentamento. Con questa azione viene trasferita al catturatore più energia di quanta non ne viene prelevata e, di conseguenza, si può affermare di essere in presenza di un amplificatore della potenza.

Il Klystron può essere impiegato sia come amplificatore di segnale, sia come generatore (oscillatore), sia come miscelatore.

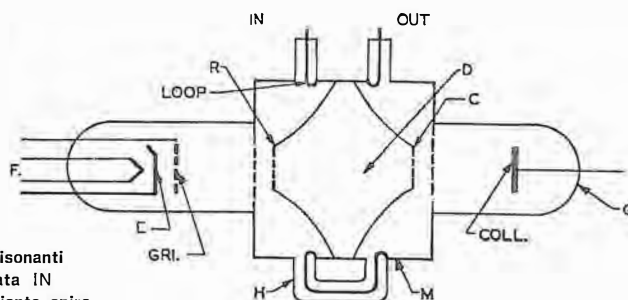


Fig. 57 LM - Alle cavita risonanti si accede, sia per entrata IN che per uscita OUT, mediante spira LOOP. Tra le coppie di griglie (R = raggruppatrici e C = collettrici) vi è lo spazio D di spostamento, M indica metallo e G vetro. H è un percorso di reazione.

Nelle esecuzione di non elevata potenza (ad esempio, per impieghi di ricezione) la struttura delle cavità è tale che esse, per le ridotte dimensioni che le caratterizzano, possono essere poste all'interno del bulbo di vetro; le griglie sono saldate direttamente alle cavità (**figura 57 LM**).

In un altro tipo di costruzione le connessioni alle griglie sono condotte all'esterno del bulbo e le cavità si trovano al di fuori, fissate alla valvola vera e propria.

IL TIPO REFLEX

Il Klystron così come l'abbiamo visto è piuttosto critico come messa a punto, in particolare per il motivo che le regolazioni effettuate sulle cavità per la sintonizzazione si influenzano vicendevolmente in quanto a valore di induttanza e spaziatura. Si può ricorrere ad un tipo di Klystron semplificato allorché si necessita soltanto di un'oscillazione.

Tale Klystron prende il nome di « reflex » (**figura 58 LM**). Il nome gli deriva dal fatto che per l'azione di ammassamento degli elettroni e per l'azione di cattura si impiega lo stesso paio di griglie: un elettrodo terminale (placca) reso negativo respinge gli elettroni e li obbliga a tor-

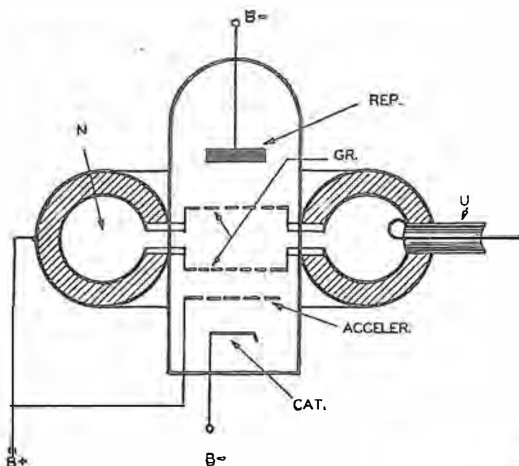
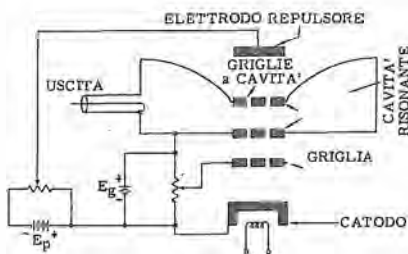


Fig. 58 LM - Nel Klystron di tipo reflex vi è una sola coppia di griglie (GR) e compare un nuovo elettrodo, il repulsore (REP) polarizzato negativamente. Qui le cavità risonanti (N) sono esterne al bulbo: si vede il coassiale U e la spira di accoppiamento. Questo Klystron funziona solo come oscillatore.



Il reflex con l'indicazione delle tensioni di polarizzazioni, nel tipo a cavità risonanti conglobate alla valvola. Il campo elettrico delle due griglie di cavità si inverte in polarità due volte per ciclo completo.

nare indietro verso le griglie che hanno superato.

Con una regolazione appropriata della tensione applicata a quest'ultimo elettrodo si riesce a far sì che la repulsione si manifesti in tempo opportuno e valido per fornire una certa energia ai risuonatori. Con ciò si ottiene quell'azione reattiva che è necessaria per produrre oscillazioni e si semplifica la costruzione.

Gli elettroni residui sono assorbiti dalla griglia, positiva, acceleratrice o dalle griglie del risuonatore.

L'uscita viene prelevata mediante una spira (loop) che penetra, secondo il sistema abituale in una cavità (vedi figura 58 LM).

La frequenza di funzionamento può essere variata, in limitata misura, modificando il potenziale negativo dell'elettrodo repulsore in quanto tale tensione determina il tempo di transito degli elettroni tra il primo ed il secondo passaggio nel risuonatore. Occorre dire però che da questa azione rimane influenzata anche la potenza d'uscita e assai più della frequenza: ciò perché l'uscita dipende strettamente dall'osservanza della fase della tensione retrocessa, fase che se si modifica il tempo di transito più non risulta coincidente. Per questo si adotta, in pratica una variazione di volume della cavità per mutare la frequenza mentre si può ricorrere, in aggiunta, a lievi variazioni di tensione del repulsore per la messa a punto fine.

Valvole ad onda viaggiante

Le valvole ad onda progressiva, dette anche valvole ad onda viaggiante (TWT) sono caratterizzate da un guadagno elevato, dal basso rumore e da un'ampia banda passante nel loro peculiare impiego di amplificatrici per microonde.

Sono capaci di guadagni di oltre 45 dB con una larghezza di banda superiore ad una ottava. (una larghezza di banda di una ottava è quella nella quale la frequenza più alta è due volte la frequenza più bassa). Di queste valvole si può usufruire vantaggiosamente con frequenza che possono scendere attorno ai 300 MHz e giungere, dall'altro lato, sino a 50 GHz e più.

Tra gli impieghi odierni più tipici citiamo: ripetitori televisivi, ponti radio (da 5 a 7 GHz) e telecomunicazioni con satelliti (10 a 12 GHz). vediamone ora, sinteticamente, l'impostazione costruttiva con l'aiuto di **figura 59 LM**; nello stesso tempo ne analizzeremo il principio di funzionamento.

Un cannone elettronico genera un flusso di elettroni che vengono subito focalizzati in un fascio ristretto mediante un campo magnetico assiale: è ciò che avviene anche, all'inizio, nel Klystron. Il campo è generato o da un magnete permanente o da un elettromagnete che attornia gran parte della valvola per tutta la sua lunghezza. Il fascio, concentrato, viene accelerato e passa attraverso una spirale (vedi figura) grazie ad un alto potenziale applicato tra quest'ultima ed un collettore.

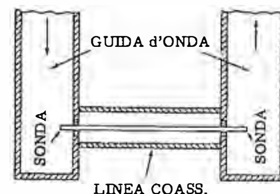


Fig. 60 LM - Per comprendere il principio di funzionamento di una valvola ad onda progressiva, si supponga di avere, in un primo tempo, due cavità (oppure guide d'onda) unite da una normale linea coassiale.

Per comprendere meglio il perché di questo nuovo elettrodo-spirale poniamo di trovarci in presenza di due cavità, da una delle quali (quella

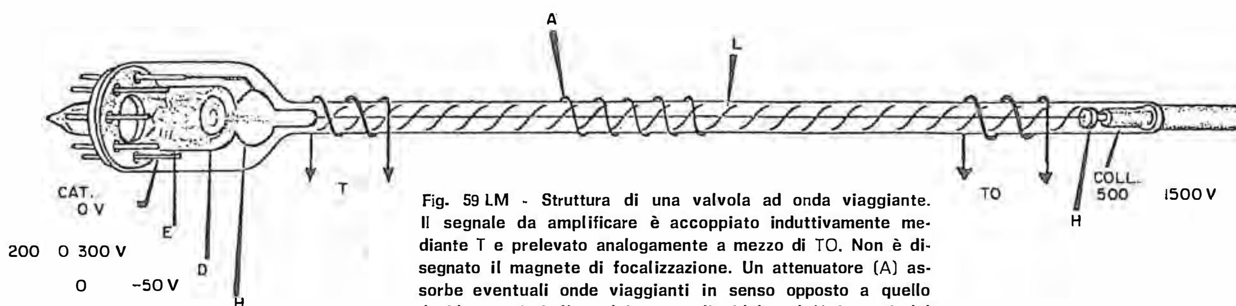


Fig. 59 LM - Struttura di una valvola ad onda viaggiante. Il segnale da amplificare è accoppiato induttivamente mediante T e prelevato analogamente a mezzo di TO. Non è disegnato il magnete di focalizzazione. Un attenuatore (A) assorbe eventuali onde viaggianti in senso opposto a quello desiderato. L è l'avvolgimento elicoidale ed H i punti del suo fissaggio. E è l'anodo concentratore e D la griglia.

di sinistra, in **figura 60 LM**) sede di energia in quanto parte di un generatore, vogliamo trasferire detta energia all'altra. Unisce le due cavità una linea o cavo coassiale che col conduttore centrale penetra in entrambe con un spezzone in funzione di sonda.

Il conduttore centrale anziché parallelo alla calza o tubo esterno si supponga sia predisposto a spirale, così come si vede in **figura 61 LM**. Il fatto che questo conduttore sia divenuto in pratica una bobina di induttanza causa una minore velocità di trasferimento del segnale.

Oltre al normale campo elettrico tra il conduttore interno e quello esterno, proprio di tutti i coassiali, abbiamo qui un campo all'interno della spirale: esso è longitudinale, parallelo cioè all'asse della linea, così com'è indicato con tratteggio in figura.

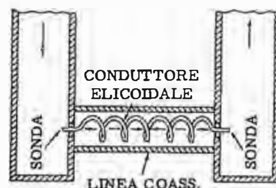


Fig. 61 LM - Se il conduttore centrale del coassiale è spiralizzato si forma un nuovo campo magnetico dovuto alla sua induttanza: è interno alle spire e parallelo all'asse della linea (vedi linea tratteggiata).

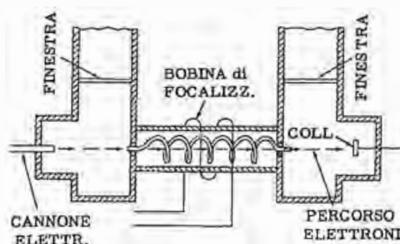
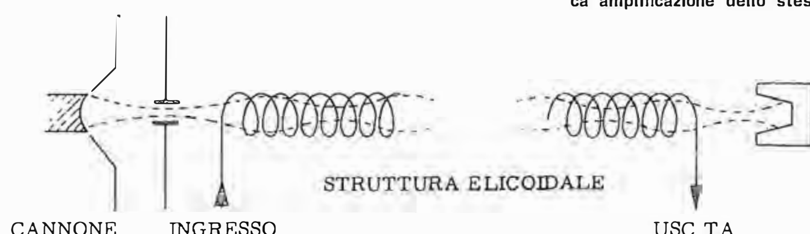


Fig. 62 LM - Aggiungendo al dispositivo un cannone elettronico (sinistra) ed un collettore (destra) si ha la struttura di una valvola ad onda progressiva. Si osservi anche la bobina esterna che focalizza il fascio elettronico nonché le chiusure (finestre) richieste dalla necessità di praticare il vuoto.

Se ora completiamo il nostro dispositivo con un catodo (nella cavità di sinistra) e con un elettrodo collettore (cavità di destra), opportunamente provvedendo ad effettuare il vuoto e perciò chiudendo le cavità con due « finestre » (**figura 62 LM**) in vetro, aggiungendo infine una bobina di focalizzazione avremo una valvola ad onda viaggiante. Avremo il flusso elettronico di cui abbiamo detto prima, la sua focalizzazione/concentrazione, il suo andamento assiale all'interno della spirale (vedi figura).

Fig. 63 LM - La figura mostra come, dopo essere stato focalizzato elettrostaticamente, il fascio elettronico attraversi la struttura a spirale ove sotto gli effetti del campo magnetico di un segnale d'ingresso si attua un passaggio d'energia dal fascio al segnale; ciò che significa amplificazione dello stesso.



Tutto il segreto del funzionamento sta nel fatto che gli elettroni viaggiano all'interno della spirale con velocità più elevata di quella del segnale che si trasferisce lungo la linea coassiale (spirale-fascia esterna) in quanto tale. Il sistema è simile alla già citata modulazione di velocità, con due (o più) cavità.

Si ha, infatti, che il primo settore dell'avvolgimento-spirale, quello prossimo al cannone elettronico è perciò alimentato dalla guida d'onda, modula di velocità il fascio elettronico (vedi **figura 63 LM**). Gli altri settori della lunga spirale ricevono energia dal fascio secondo il processo che si è visto a proposito delle cavità: opponendosi al passaggio degli elettroni fanno sì che il campo rallentatore diminuisca. Il risultato è che una certa quantità di energia viene trasferita alla spirale stessa così che alla guida d'onda di destra si dispone di maggiore energia di quanta se ne è prelevata dalla guida d'onda di sinistra.

Un grande pregio del sistema è che non vi sono settori di risonanza, ossia accordati, e da ciò deriva un'ampia larghezza di banda, superiore ai 200 MHz.

In **figura 64 LM** si possono osservare due modelli di valvole ad onda progressiva per medie e piccole potenze.

Transistori

Bipolari

I transistori maggiormente diffusi e noti — quelli cioè, bipolari — hanno limitazioni per le applicazioni nel campo delle microonde. Ciò è dovuto principalmente alla resistenza diffusa nella giunzionee di base ed alla capacità esistente tra base e collettore. I valori medi dei due citati parametri limitano a 2,5 GHz la frequenza massima di impiego: solo tipi costruiti di proposito con una speciale tecnologia tendente alla formazione di elettrodi sottilissimi (microfotolitografia) possono interessare per le iperfrequenze.

Per tornare ai modelli meno sofisticati diremo che un bipolare per alta frequenza impiegato quale amplificatore (ad esempio, ingresso di un ricevitore) su frequenza di 4 GHz, offre un guadagno di circa 8 dB che però comportano una cifra di rumore di 4,5 dB; il guadagno netto con-



Fig. 64 LM - A sinistra valvola ad onda progressiva per ripetitori TV: guadagno = 37 dB su 800 MHz, a destra tipo per 10 ÷ 11 GHz, guadagno di 42 dB (10 w).



seguente (3,5 dB) non è molto alto ma la sensibilità del ricevitore ne risulta comunque migliorata dato che il solo stadio mescolatore (a diodi) presenta una rumorosità maggiore.

Se consideriamo impieghi comportanti la necessità di una certa potenza ci troviamo di fronte a limitazioni di frequenza maggiormente critiche. Le più grandi dimensioni portano ad una capacità base-collettore più importante; la tensione di alimentazione più alta (ad esempio, 28 volt in luogo dei 12 V) richiede uno spessore della giunzione di base più grande ciò che significa aumento di resistenza.

Nella funzione d'oscillatori questi transistori possono arrivare a frequenze un po' più alte di quelle valide per un'utile amplificazione. Il rendimento è comunque alquanto basso (ad esempio 500 o 600 mW a 3 o 4 GHz) a causa del basso guadagno. Anche impiegando cavità risonanti con alto fattore di merito (Q = 1000), se il transistore come amplificatore guadagna solo 6 dB, si ha un 25% dell'energia prodotta speso per il mantenimento dell'oscillazione (reazione positiva) nonché un ulteriore 30% da considerare quale perdita nel circuito (accoppiamenti, risuonatori, ecc.). Ne deriva che — stante la limitazione nella potenza d'alimentazione per scarsa dissipazione all'interno della cavità — da poco più di 2 watt alimentazione si ottiene una potenza di oscillazione dell'ordine di 0,6 watt.

A effetto di campo

I transistori di questo tipo nelle due ben note suddivisioni che conosciamo (JFET e MOSFET) non si prestano ad impieghi per frequenze superiori a 500 MHz, circa. Sfruttando esperienza e tecnologia del settore sono stati creati però i **MESFET** che possono operare in maniera soddisfacente sino ad 11 GHz.

Si tratta in sostanza di un MOSFET la cui porta (gate) non presenta l'alto isolamento caratteristico; essa forma invece col canale una vera e propria giunzione: giunzione che non è come quella del JFET in quanto si ha l'unione metallo/semiconduttore. Le caratteristiche si identificano allora, in questo punto, in quelle di un particolare tipo di diodo che già abbiamo esaminato (« hot - carrier ») e così pure i vantaggi. Questi, localizzandosi nel punto più critico del transistore ai fini della frequenza massima di lavoro (l'entrata) consentono un'estensione sino ai 10 ÷ 12 GHz, come si è detto.

Per dare un'idea delle possibilità d'impiego diremo che — a 10 GHz — si ottengono guadagni di 12 dB circa nella funzione di stadio d'ingresso di ricevitore; la cifra di rumore è di 3,3 dB, ridotti a 2 dB in esemplari selezionati. Per funzioni d'amplificazione di potenza (ovviamente, a bassi livelli) si hanno erogazioni di 500 mW, sempre sui 10 GHz.

Il merito di queste prerogative deriva dal fatto che la giunzione di cui sopra (metallo/semiconduttore) evita l'effetto di accumulazione delle cariche che è caratteristico delle giunzioni di due semiconduttori (PN). La barriera che si forma (barriera di Schottky) è in effetti una zona di ridotta densità elettronica derivante dal diverso valore dell'energia necessaria per estrarre elettroni da un metallo e da un semiconduttore.

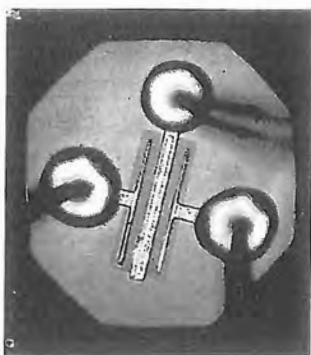


Fig 65 LM - La semplice struttura di un transistore costruito secondo la tecnologia MESFET. A destra il Derivatore (o drain); a sinistra la Sorgente (o source). Le sottili righe al centro costituiscono la giunzione metallo/semiconduttore che funge da Porta (o gate).

La tecnologia di fabbricazione segue questa procedura: 1°) Si forma uno strato di Arseniuro di gallio e, successivamente, sopra di esso si crea con « impianto ionico » un secondo, sottilissimo strato, sempre di Arseniuro di gallio (GaAs) ma a bassa resistività.

Con l'impianto ionico, gli ioni (qui, vapori di selenio) sono « sparati » mediante acceleratori elettronici; essi si conficcano a profondità programmate (frazioni di micron) sotto la superficie del primo strato (quello ad alta resistività).

2°) Con procedimento analogo si droga opportunamente il substrato in modo da formarvi la « sorgente » (source) ed il « deviatore » (drain), ossia gli equivalenti dell'emettitore e del collettore.

3°) Con un procedimento detto « elettronografico » si metalizza la sottilissima fenditura che costituisce la « porta » (gate). Per 10 GHz la fenditura, rettilinea, è larga 0,9 micron.

La **figura 65 LM** illustra tutta la struttura risultante.

Le piccole dimensioni della giunzione porta/canale, l'effetto Schottky e l'elevata mobilità degli elettroni nell'Arseniuro di gallio (maggiore anche di quella del germanio) contribuiscono ad elevare enormemente la frequenza di taglio (la frequenza oltre la quale il rendimento cala repentinamente).

La transconduttanza di questi transistori risulta cento volte superiore di quella delle migliori valvole. È indubbio che i MESFET, sia come amplificatori a basso rumore, sia come amplificatori di potenza, siano destinati a diventare — nel campo delle microonde — un componente di sempre più ampio impiego.

Diodi

Come si osserva nella Tabella di pagina 14 lm, una gran parte dei dispositivi per microonde è costituita da diodi. Possiamo ricondurre allo sfruttamento di due diversi effetti le varie diversificazioni riportate: effetto GUNN ed effetto VALANGA. I diodi in questione ci sono già noti in gran parte perché li abbiamo esaminati a suo tempo, occupandoci dei semiconduttori in generale.

IL TIPO GUNN

Ricordiamo che il modo di funzionamento Gunn presuppone una condizione di « resistenza negativa » dalla quale deriva la possibilità di innesco di oscillazioni. Affinché queste si manifestino è necessario che l'elemento venga inserito in una cavità risonante idonea: gli elettroni, soddisfatte

le citate condizioni, si propagano (**figura 66 LM**) raggruppati a « pacchetti » o « domini » in sottili strati di Arseniuro di gallio (spessori estremamente sottili: 1,5 a 20 micron).

La velocità di propagazione è di circa 10^8mm/sec; i pacchetti si formano periodicamente e producono un campo intenso, di breve durata. In altri termini, essi sono portati ad uno stato energetico superiore a quello che occupano normalmente.

È da notare che lo spessore dello strato di GaAs è strettamente legato alla gamma di frequenza da utilizzare: per 4 GHz necessitano 20 micron e per 40 GHz lo spessore si riduce ad 1,5 micron. I dispositivi più comuni, reperibili in commercio, centrati sui 10 GHz, possono operare soltanto entro lo spettro 8 ÷ 12 GHz. Il limite massimo di frequenza raggiunto è sinora attorno ai 100 GHz.

La cavità da adottare per la risonanza deve essere proporzionata al modello di elemento adottato. Le dimensioni, ovviamente limitate, portano a problemi relativi alla necessaria dissipazione del calore che si produce.

Le limitazioni accennate (il rendimento in regime di onda persistente, tra l'altro, è piuttosto basso) non impediscono a che il Gunn venga adottato comunque in numerose applicazioni. Citiamo i piccoli « radar » per piccole imbarcazioni, i sistemi antifurto e di allarme, oscillatori per circuiti convertitori di frequenza nei ricevitori, oscillatori « pompa » in un particolare tipo di amplificatore che vedremo (l'amplificatore parametrico), spolette di prossimità per missili, misuratori di velocità di veicoli e diverse altre applicazioni per le quali rivestono importanza le ridotte dimensioni, il costo non eccessivo e la portatilità dell'equipaggio.

I vantaggi del Gunn, oltre a questi ultimi accennati, sono: lunghissima durata, caratteristiche di rumore pari a quelle del klystron, tensione di lavoro bassa (da 5 a 9 volt, contro le centinaia di volt del klystron), robustezza, assenza di filamento e di chiusura a tenuta del vuoto, ecc.

La **figura 67 LM** mostra l'impiego di un Gunn in una apparecchiatura definibile radar in quando si basa sull'emissione di un segnale e sulla elaborazione di quella parte dello stesso segnale che un determinato soggetto (**X**) riflette. Per la precisione, si sfrutta qui un fenomeno denominato **doppler**, consistente nel cambio apparente di frequenza che il soggetto provoca in quanto in movimento rispetto all'osservatore. È questo un fenomeno che — con onde acustiche — tutti quanti possiamo rilevare all'approssimarsi ed all'allontanarsi di una fonte di rumore (ad esempio, un treno): si può constatare un mutamento della tonalità del suono. Lo scopo di questa applicazione è la generazione di un segnale di allarme ai fini di un impianto antifurto. Il Gunn è posto nella guida d'onda superiore alla quale è associata l'antenna H1. Un'altra guida d'onda (con antenna H2) ospita il diodo rivelatore D1.

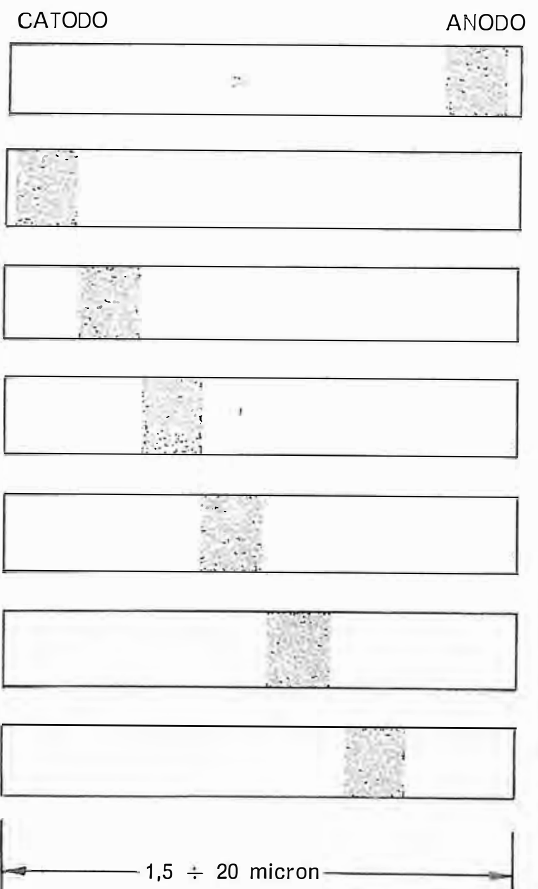
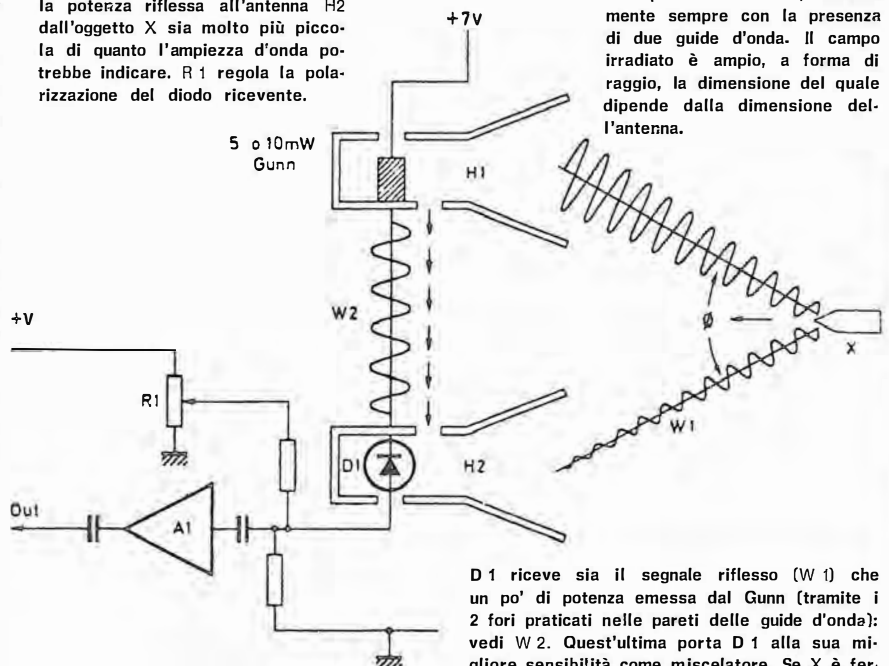


Fig. 66 LM - Applicando un campo elettrico (tensione) ad un materiale a resistenza negativa (cristallo) si crea un'alterazione delle cariche che porta alla formazione di dominï ed al loro movimento nel materiale stesso. Essi vanno da un elettrodo all'altro; dopo che un dominio è scomparso all'anodo, un nuovo dominio si forma presso il catodo.

IL TIPO LSA

Le potenze di lavoro possibili col citato diodo sono alquanto limitate e ne inibiscono l'uso per certi impieghi (ad esempio, radar di ampia portata e, per tale fatto, richiedenti discreta potenza d'emissione).

Fig. 67 LM - Le forme d'onda in figura mostrano come varia l'intensità del campo irradiato nello spazio rispetto alla distanza, a patto che la potenza riflessa all'antenna H2 dall'oggetto X sia molto più piccola di quanto l'ampiezza d'onda potrebbe indicare. R 1 regola la polarizzazione del diodo ricevente.



È possibile usare una singola antenna sia per la trasmissione che per la ricezione, naturalmente sempre con la presenza di due guide d'onda. Il campo irradiato è ampio, a forma di raggio, la dimensione del quale dipende dalla dimensione dell'antenna.

D 1 riceve sia il segnale riflesso (W 1) che un po' di potenza emessa dal Gunn (tramite i 2 fori praticati nelle pareti delle guide d'onda): vedi W 2. Quest'ultima porta D 1 alla sua migliore sensibilità come miscelatore. Se X è fermo il rapporto di fase dei due treni d'onda W 1 W2 è fisso: se si muove, D1 produce una tensione di ampiezza variabile.

Dal Gunn è derivato allora — onde raggiungere potenze più alte — un elemento che pur sfruttando il fenomeno della resistenza negativa non necessita di dominii di campo intenso: l'accumulazione delle cariche spaziali è limitata. Da qui il nome di **LSA** (**L**imited **S**pace-charge **A**ccumulation).

Esso adotta una piastrina di grande spessore e l'Arseniuro di gallio è drogato in maniera da sopprimere la formazione dei dominî. Ai due estremi, gli elettrodi; non vi sono giunzioni; la struttura, massiccia, permette la circolazione di correnti impulsive molto intense.

Si possono avere potenze utili di 3 kW a 10 GHz. Le tensioni, se pure relativamente alte, non eccedono qualche centinaio di volt, pertanto, sono evidenti e notevoli i vantaggi di una versione a stato solido di un oscillatore ad impulsi che può sostituire piccoli magnetron.

Date le riportate caratteristiche di funzionamento impulsivo nonché un coefficiente di rumore un po' alto, l'LSA è impiegabile solo nei radar e nei forni industriali o domestici.

IL TIPO TUNNEL

I diodi di questo tipo si prestano in particolar modo ad un'amplificazione caratterizzata da basso rumore; pertanto, un loro utile impiego lo si riscontra negli stadi d'entrata dei ricevitori (ben inteso, per iperfrequenze) ai fini di un aumento della sensibilità.

Sono costruiti con Arseniuro di gallio e sfruttano — anch'essi come i Gunn — la caratteristica di una resistenza negativa.

Si osservi la schematizzazione del principio di funzionamento applicato in **figura 68 LM.** Compare, nel disegno, un elemento nuovo per noi il **circolatore.** È questo, un dispositivo formato da piccoli anelli di ferrite polarizzati; permette il passaggio dell'energia a microonde in un senso soltanto; per un diodo tunnel amplificatore esso è indispensabile.

Per farsi un'idea pratica dell'azione e del funzionamento di un circolatore si pensi — esempio un po' semplicistico ma efficace — alla valvola di un pneumatico. Perciò si veda il circolatore come un dispositivo che, in modo alternativo, da passaggio al segnale, in un solo senso. In figura, **Pin**, segnale d'ingresso, passa dall'antenna al diodo; indi il segnale, amplificato, trova aperta la via **Pout** nel tempuscolo successivo e perciò passa allo stadio che segue senza possibilità di ritorni verso l'ingresso.

Ricordiamo di aver visto a suo tempo il particolare comportamento della resistenza negativa, nella quale si identifica una zona di pendenza del diodo in questione. L'effetto tunnel (scoperto da Esaki) è dovuto al fatto che in certe circostanze, una particella — in osservanza alla legge dei quanta — può sparire da uno dei lati della barriera di potenziale di una giunzione per riapparire istantaneamente dall'altro lato. Ciò, anche se la sua energia è insufficiente per « saltare » quella regione, di norma interdetta, che è la barriera di potenziale. Tutto avviene come se la particella si propagasse in un tunnel, al di sotto della barriera di potenziale.

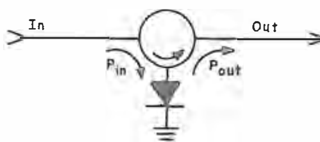
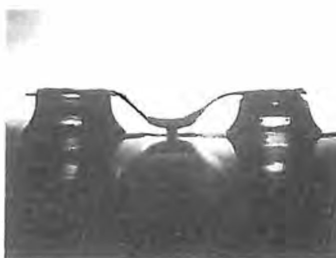


Fig. 68 LM - Un polo del diodo è a massa; l'altro polo riceve l'alimentazione c. c. attraverso un filtro (ciò non è riprodotto in figura). Allo stesso polo si applica il segnale entrante e si preleva il segnale uscente: ciò è possibile grazie al circolatore (simbolo = cerchio con freccia).



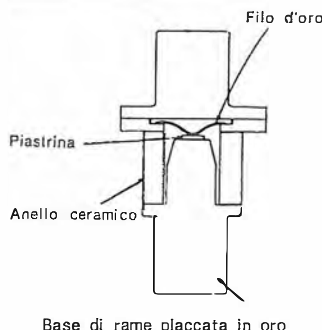


Fig. 69 LM - La costruzione di un diodo a effetto valanga implica l'incorporamento di accorgimenti tendenti alla massima dissipazione del calore. Il dissipatore è adiacente alla regione attiva sin dalle prime fasi: è, come il supporto-base finale, in rame dorato o in argento.

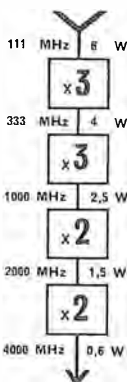


Fig. 70 LM - Con due triplicatori a varactor seguiti da due duplicatori, un segnale di 111 MHz può essere portato a 4 GHz. Il rendimento globale è da considerarsi soddisfacente su queste frequenze.

I TIPI IMPATT E TRAPATT

I diodi Impatt (Impact Avalanche Transit Time: **figura 69 LM**) se pur funzionano con lo stesso schema dei tunnel non sono usati nell'amplificazione di segnali deboli perché non lo permette la loro rumorosità: li troviamo perciò, solo quali amplificatori di potenza o generatori. Essi rientrano nei dispositivi che sfruttano l'effetto valanga.

In essi, ricordiamo, la giunzione è polarizzata inversamente, nella regione di rottura.

La resistenza negativa nasce, per questi diodi, da un ritardo di fase tra corrente e tensione: tale sfasamento si verifica a causa della diversità tra il tempo che intercorre per la formazione della corrente di scarica a valanga, ed il tempo necessario allo spostamento dei portatori.

Applicando ed interrompendo molto rapidamente la tensione ad un diodo strutturato per l'effetto valanga si riesce a creare un denso plasma di elettroni-cavità: lo stato cui si perviene è chiamato « trappola del plasma » e da ciò la denominazione Trapatt data a questi tipi (Trapped Plasma Avalanche Triggered Transit). Il rendimento è più alto di quello degli Impatt (può arrivare al 60%): con un regime impulsivo si possono produrre potenze di 1000 watt.

Sotto tale aspetto, il trapatt è in concorrenza col Magnetron, però solo come oscillatore. La frequenza massima di lavoro è attorno ai 10 GHz.

I TIPI VARACTOR E VARICAP

Tanto i primi che i secondi — lo abbiamo visto — presentano una diminuzione di capacità alla giunzione allorché la stessa si impoverisce di cariche in seguito ad un aumento di tensione applicata (a polarità inversa).

I varactor sono strutturati in modo da poter dissipare una certa potenza, perciò il loro impiego prevalente è riscontrabile negli stadî moltiplicatori di emittenti ove offrono rendimenti altissimi.

Facendo circolare in un diodo varactor una corrente alternata, ai suoi capi appare una tensione contenente tutte le armoniche della frequenza fondamentale iniettata. Filtri opportunamente disposti consentono di selezionare l'armonica desiderata: per questo si è pensato a catene di moltiplicazione di frequenza (**figura 70 LM**) partendo da uno stadio di potenza a transistore, pilotato a quarzo. La catena può essere variamente formata da duplicatori, triplicatori e anche quadruplicatori.

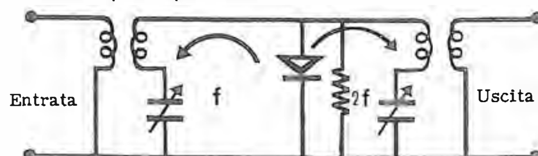


Fig. 71 LM - Circuito a diodo varactor configurato per la duplicazione di frequenza; questa, di valore f nel primo settore, appare come 2 f nel secondo settore. Naturalmente per le frequenze molto alte i componenti sono a costanti distribuite.

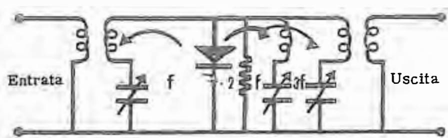


Fig. 72 LM - **Circuito a diodo varactor per triplicazione della frequenza. È simile al duplicatore ma vi figura un circuito accordato in più. Quello accordato su 2 f; in questo caso e in questa funzione prende il nome di circuito** idler **(non attivo).**

In un duplicatore si ha (**figura 71 LM**): un adattamento d'impedenza all'entrata; un primo circuito comprendente il diodo varactor, una impedenza ed un condensatore d'accordo sulla frequenza fondamentale; la resistenza di polarizzazione del diodo; un secondo circuito comprendente il diodo, una impedenza ed un condensatore d'accordo sulla seconda armonica; all'uscita, un adattamento di impedenza.

Nel triplicatore (**figura 72 LM**) vengono utilizzati gli stessi elementi del duplicatore, ma esistono tre circuiti, accordati rispettivamente sulla frequenza fondamentale, sulla seconda armonica e sulla terza armonica.

Analogamente, un quadruplicatore comprenderà tre circuiti accordati, rispettivamente sulla frequenza fondamentale e sulle armoniche seconda e quarta.

Il circuito accordato sulla seconda armonica (nel triplicatore) possiede una impedenza di carico nulla per cui esso non sviluppa alcuna tensione. Tuttavia, è necessario lasciar circolare la corrente a questa frequenza — detta frequenza inattiva o di battimento — in quanto è appunto dalla miscelazione di questa corrente con la corrente d'entrata che nasce la maggior parte della corrente d'uscita.

Come si è accennato prima, nei montaggi a diodi varactor più frequenze possono intereagire: tra queste, alcune vengono utilizzate all'entrata ed all'uscita, mentre altre, dette appunto inattive, e pur necessarie al funzionamento, non appaiono né all'entrata, né all'uscita.

Nei moltiplicatori d'ordine elevato si fa a meno in genere di collocare un circuito non attivo. In effetti, si dovrebbe disporre di tanti circuiti inattivi quante sono le frequenze del passaggio intermedio, la qual cosa condurrebbe ad una notevole complessità dei circuiti. Al prezzo di una riduzione del rendimento, il montaggio viene allora così semplificato: un circuito viene accordato sulla frequenza fondamentale, un secondo è accordato sulla frequenza d'uscita.

Incapsulati con idonei accorgimenti per le ultrafrequenze, i varactor operano senza difficoltà sino a 36 GHz, con rese soddisfacenti. Naturalmente i circuiti LC raffigurati nelle due ultime figure sono costituiti da tronchi di guide d'onda o da cavità risonanti.

I varicap destinati all'impiego sulle ultrafrequenze sono strutturati in maniera da presentare una induttanza parassita bassissima e, ovviamente, perdite ridotte. Il loro comportamento è eguale a quello che conosciamo riferito a frequenze più basse: questi tipi, invece, sono idonei a frequenze attorno ai 10 GHz.

I modelli correnti presentano un Q di 1700 (a 10 GHz) e quindi sono adottabili senza difficoltà in tutti i circuiti SHF ove sia necessario variare la frequenza in maniera graduale e semplice.

Gli impieghi correnti sono: sintonizzazione di oscillatori di piccola potenza, a loro volta adottanti un diodo (ad esempio, Gunn); accordo di cavità, in sostituzione del sistema meccanico; sintonizzazione sull'esatta frequenza di elementi di filtro; controllo automatico della frequenza nei ricevitori.

Con pochi volt applicati ai capi di un varicap si ottengono variazioni di capacità nel rapporto 5 a 1; ciò può corrispondere a centinaia di megahertz di variazione se la frequenza di lavoro è di alcuni megahertz.

Diodi come mescolatori

Ci è noto che qualsiasi dispositivo non lineare nel suo comportamento, può essere impiegato come mescolatore di due o più segnali ad esso applicati. Ci è ben noto anche che nel ricevitore supereterodina facendo incontrare nel mescolatore il segnale in arrivo con quello generato localmente (a frequenza diversa) si ottiene il segnale a Media Frequenza (detto spesso, a frequenza intermedia).

Nello spettro, i due segnali distano tra loro del valore della Media Frequenza.

Quando i classici mescolatori attivi (triodi o transistori) non sono più impiegabili per lo scarso rendimento e per le perdite che comportano — nelle microonde — il dispositivo non lineare che assolve il compito di mettere a disposizione il segnale di Media Frequenza è il diodo.

Tale diodo — a parte una particolare struttura che deve consentirne l'impiego nelle microonde — deve assicurare la massima sensibilità al sistema ricevente, ciò che vuol dire, introdurre quanto minore rumore possibile.

Se indichiamo con F_o il fattore di rumore globale della supereterodina (senza prendere in considerazione gli stadi precedenti il convertitore) avremo:

$$F_o = L_c (F_{fi} + N_t - 1)$$

Come si vede la perdita di conversione del dio-

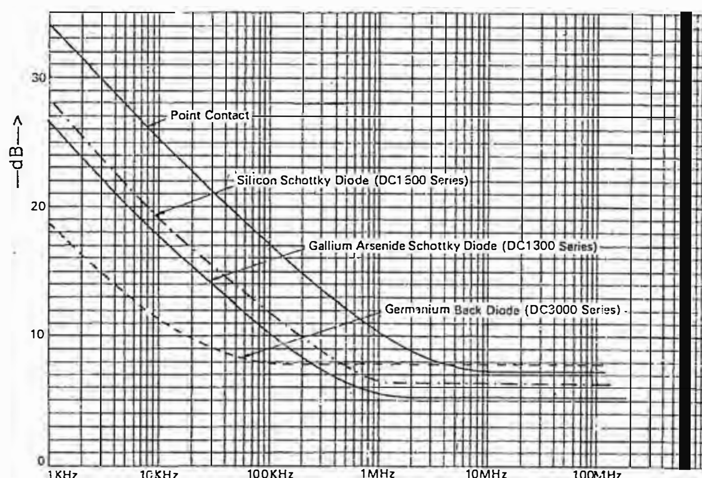


Fig. 73 LM - Considerando la frequenza indicata in basso (ascissa) come valore di Media Frequenza ed indicando nelle ordinate i dB riferiti al fattore totale di rumore, si osserva il comportamento di molti tipi di diodo in funzione di miscelatore, notando la superiorità del diodo Schottky.

do (L_c) viene moltiplicata per la somma di F_{fi} con N_t che sono rispettivamente il fattore di rumore dello stadio Media Frequenza che segue il mescolatore, ed il fattore di rumore di agitazione termica del diodo.

Poiché per stadi a Media Frequenza di valore inferiore al gigahertz si possono avere transistori che danno un contributo di rumore nell'ordine di 1,5 dB, vediamo che per ottenere la massima sensibilità, tanto la perdita di conversione (L_c), quanto il fattore di rumore (N_t) devono essere quanto più piccoli possibile.

Il grafico di **figura 73 LM** riproduce la cifra di rumore di diversi tipi di diodi nell'uso come mescolatori, rapportata alla frequenza di lavoro. Si può osservare che il diodo ad effetto Schottky, con giunzione metallo-semiconduttore su basetta di Arseniuro di gallio, può dare un contributo di rumore contenuto a soli 5 dB, anche se la Media Frequenza supera i 10 MHz. Il risultato è intuibile considerando che la giunzione Schottky è ad ampia superficie, perciò caratterizzata da una resistenza bassa in senso ammesso, ed altissima in senso inverso; essa porta quindi ad un risultato migliore di quello del diodo a contatto puntiforme. Inoltre, avendo l'Arseniuro di gallio una mobilità delle cariche maggiore di quella del Germanio e molto maggiore di quella del Silicio, si comprende il minore contributo di rumore termico (N_t).

Amplificatori parametrici

Questo tipo di amplificatore si differenzia notevolmente dagli amplificatori che abbiamo sinora incontrati nel nostro studio. Abbiamo visto che essi si possono considerare, in ultima analisi, come « resistenze variabili », la corrente circolante nelle quali è funzione dell'ampiezza delle variazioni di segnale entrante (a griglia, a base, a porta).

L'amplificatore parametrico è un amplificatore di tensione che basa il suo principio sulla variazione di una reattanza (induttiva oppure capacitiva).

Mentre a frequenze basse si può ricorrere per lo scopo, ad induttori la cui reattanza è resa variabile agendo con una premagnetizzazione del nucleo, a frequenze elevate è più facile e pratico variare la reattanza capacitiva, facendo uso di diodi particolari, capacitivi, molto simili ai varicap; variazioni nell'ordine dei millivolt possono tradursi, con questi diodi, in variazioni di capacità, ad esempio, da 0,1 a 0,7 pF. Il limite di impiego supera i 100 GHz.

Il punto di partenza risiede nella validità di questa relazione:

$$V = Q : C$$

dove **V** è la tensione, **Q** è la quantità di elettricità e **C** è la capacità.

A. Volta dimostrò che, ammesso che la quantità di elettricità rimanga costante (non vi siano, cioè, dispersioni) se C (capacità) diminuisce, la differenza di potenziale tra le armature di un condensatore cresce. In altri termini, V cresce al diminuire di C e viceversa.

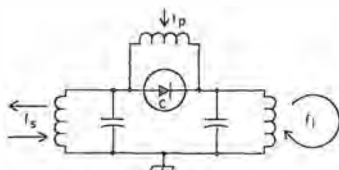


Fig. 74 LM - Schema di principio dell'amplificatore parametrico a variazione di capacità. L'aumento della tensione entrante fs è ottenuto facendo diminuire ritmicamente (con oscillatore pompa a diodo Gunn) la capacità del diodo C.

Supponiamo che un segnale captato da antenna sia avviato ad un diodo varicap che riceve anche una tensione alternativa (e quindi varia periodicamente la sua capacità) a frequenza molto più alta di quella del segnale; accadrà — in virtù di quanto si è testé detto — che nei momenti in cui la capacità risulterà minima si verificherà un'amplificazione del segnale entrante (V cresce, al diminuire di C).

Si può allora dire che un amplificatore del genere è un dispositivo che amplifica per variazione della reattanza capacitiva. Ed in pratica, siccome funziona a seguito della variazione del parametro capacità, viene chiamato « parametrico ».

Lo schema di principio è riportato in **figura 74 LM.** Il circuito risonante di sinistra è accordato alla frequenza del segnale da amplificare (in esso circola tanto quest'ultimo quanto il segnale stesso amplificato: alla separazione dei due provvedono i circolatori).

Il diodo varicap è inserito sul circuito oscillante di un oscillatore locale (in pratica, in una cavità, date le frequenze). Questo oscillatore è chiamato **pompa.**

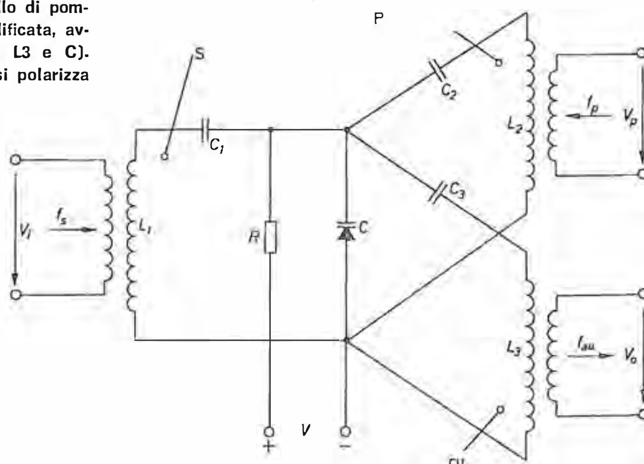
Vi è un terzo circuito oscillante, quello di destra, chiamato « idler »; è accordato sulla frequenza-differenza (f_i) tra quella di pompaggio (f_o) e quella di segnale (f_s).

Un altro circuito di base è riprodotto in **figura 75 LM.** Vi si notano i tre circuiti accordati che hanno, tutti e tre, in comune il diodo capacitivo C.

La tensione entrante V_i è applicata al circuito di segnale; il circuito pompa è alimentato da un oscillatore esterno; la tensione d'uscita è derivata da un circuito ausiliario.

Se viene osservata la corretta relazione di fase tra la tensione della pompa e la tensione entrante, l'uscita, disponibile ai capi del circuito ausiliario, alla frequenza f_{au} è più grande della energia avviata al circuito di segnale. Il massimo guadagno di potenza ottenibile dipende, tra l'altro, della relazione esistente fra le tre frequenze.

Fig. 75 LM - Il segnale entrante trova il suo circuito risonante in S (L1 e C). Un altro segnale, a frequenza diversa entra in P (L2 C) ed è quello di pompaggio. L'uscita, amplificata, avviene col circuito cu L3 e C). Con la resistenza R si polarizza il diodo.



Impieghi delle iperfrequenze

Due sono i settori universalmente noti che oggi fanno impiego delle ultrafrequenze: quello della radiolocalizzazione (radar) e quello delle telecomunicazioni.

Il primo è nato addirittura in virtù delle loro prerogative; l'altro gode di vantaggi sostanziali che l'ampia canalizzazione su queste frequenze consente, tanto più ampia quanto più la frequenza è elevata.

Entrambi, è ovvio, si avvalgono dei continui progressi tecnologici che, applicati, mutano nel volgere di pochi anni, aspetti, prerogative, possibilità ed affidamento di tutte le apparecchiature coinvolte, portando a risultati sempre più sorprendenti.

Vediamo ora, per sommi capi, come è impostata l'apparecchiatura che permette di rivelare elettronicamente la presenza di un oggetto a distanza; ci occuperemo, successivamente, delle tecniche utilizzate per stabilire collegamenti multipli (fasci hertziani).

I RADAR

Che cosa sia come principio, un radar già lo dimostra quanto abbiamo esposto a proposito dell'applicazione di un diodo Gunn (pagina 22 lm).

Oltre che rivelare la presenza dell'oggetto, un radar determina la direzione di un eventuale moto, la distanza e spesso, la natura dell'oggetto stesso.

Questi rilevamenti vengono compiuti inviando un fascio di energia a radiofrequenza in direzione di una zona da esplorare. Allorché il fascio incontra un oggetto riflettente, al posto radar ritorna, come un'eco, una parte riflessa dell'energia. Perciò, in prossimità del trasmettitore si trova sempre un ricevitore ad alta sensibilità, in grado di ricevere i deboli segnali riflessi e rivelare con questa azione la presenza in un dato punto di un certo oggetto.

La determinazione della posizione (direzione) e della distanza è basata sia sul fatto che l'energia a radiofrequenza si propaga alla velocità, costante, della luce, sia sul fatto che all'apparecchio ricevente vengono conferite, col sistema di antenna, caratteristiche di direzionalità selettiva. Per questi motivi, sulla base del tempo che trascorre tra l'invio del segnale e l'arrivo, di ritorno, della sua eco si può determinare qual'è la distanza tra emettitore e oggetto.

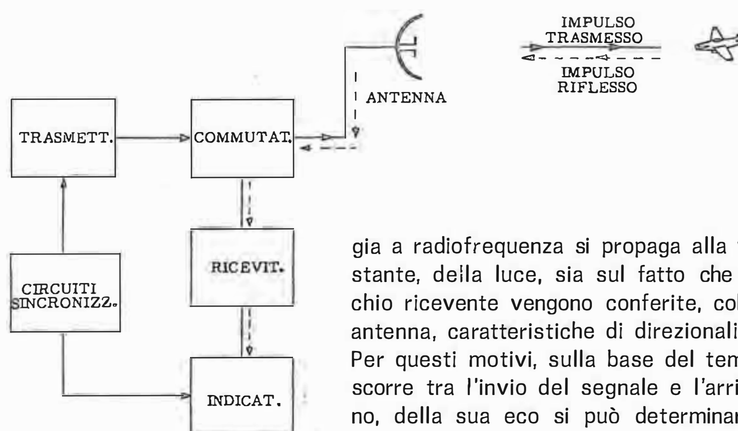


Fig. 76 LM - In un radar ad impulsi, l'antenna — fortemente direttiva — viene commutata dal trasmettitore, dopo che esso ha emesso l'impulso, al ricevitore che deve captare il segnale eco. L'indicatore è un tubo a raggi catodici sul quale appaiono indicazioni luminose da interpretare.

Occorre ora precisare che l'emissione di energia può essere effettuata sotto varia forma. In particolar modo la distinzione prima si riferisce al fatto che vi sia irradiazione con onda continua (cw) oppure interrotta ritmicamente, vale a dire ad impulsi.

Il piccolo radar antifurto di cui abbiamo detto emette con onda continua in quanto solo così si può dar luogo validamente all'effetto Doppler. Si intuisce che la potenza impiegabile in questi casi non può mai essere molto alta per evidenti ragioni di dissipazione.

Comunque, vi sono radar veri e proprii — cioè, non solo sistemi antifurto — basati sull'effetto doppler: si tratta sempre allora, di misurare la variazione di frequenza tra l'onda emessa e quella ricevuta per determinare oltre che la posizione la velocità e la direzione di moto dell'oggetto.

Questi radar sono usati per prevenzione metereologica, osservazione frontale e navigazione, a bordo di aerei.

Con l'alimentazione ad impulsi, la maggior potenza applicabile — pur conservando l'elemento Gunn — permette di estendere la portata e quindi, le prestazioni. Si costruiscono tipi da 10 watt di cresta (quello antifurto è da 8 mW), portatili, e tipi da 30 watt per la navigazione (portata da 2 a 5 km) aerea e marittima.

Naturalmente è di sommo interesse anche la ricerca a grande distanza: la potenza necessaria

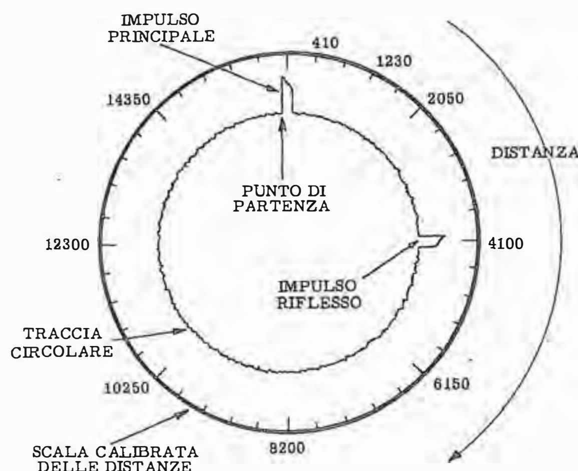
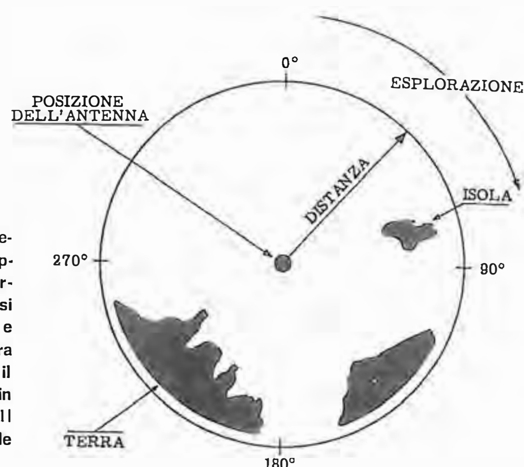


Fig. 77 LM - Con un tubo a deflessione circolare si può far apparire (a sinistra) una traccia permanente, circolare, sulla quale si evidenziano e l'impulso irradiato e l'impulso riflesso; la distanza tra i due equivale alla distanza tra il radar e l'oggetto, rapportata in scala. A destra: altro sistema. Il centro dello schermo corrisponde all'ubicazione dell'antenna.



in questo caso è notevolissima, sino a qualche megawatt. Inutile dire che si rendono necessari i magnetron, che per questo impiego sono fabbricati per potenze di 70 ÷ 100 kW.

In un impianto radar si hanno (**figura 76 LM**):

— Un trasmettitore; emissione ad impulsi di breve durata.

— Un'antenna molto direttiva; fascio ristretto ad un paio di gradi d'angolo.

— Un ricevitore; banda passante un po' ampia, accordato sulla frequenza del trasmettitore.

— Un dispositivo di commutazione; blocca il ricevitore durante l'emissione dell'impulso, ma lo collega all'antenna nell'intervallo tra due impulsi, quando cioè si attende l'eco.

— Un assieme di circuiti di sincronismo; produce anche gli impulsi di modulazione.

— Un indicatore; basato sull'impiego di un tubo a raggi catodici.

A proposito di quest'ultimo riproduciamo in **figura 77 LM** due sistemi di rappresentazione. Il primo è detto a modulazione della deflessione e, come si vede, fa apparire su una traccia, circolare, gli impusi riferiti ad una scala calibrata indicante le distanze. Col secondo, sul tubo normalmente oscurato compare l'illuminazione solo ad opera degli impulsi riflessi ciò che significa tracciare il profilo dell'oggetto riflettente. Per valutare la distanza in quest'ultimo caso ci si basa sulla velocità di scansione del pennello elettronico in quanto generante l'asse-tempi.

Si supponga che venga irradiato un impulso di durata = 1 μs e che l'oggetto si trovi a 30 km: per raggiungerlo l'energia impiega 100 μs (300 m al μs); per il ritorno occorre lo stesso tempo, perciò l'intervallo di tempo ammonta complessivamente a 200 microsecondi. In pratica, per conoscere la distanza dell'oggetto è sufficiente moltiplicare il tempo totale speso (in microsecondi) per 150; così, nel nostro caso sarà: 200 × 150 = 30 000 metri.

Se il punto luminoso in base alla scelta della frequenza asse-tempi si muove lungo il raggio del tubo con velocità di 25 mm per 100 μs, la manifestazione luminosa si verificherà dopo 50 mm.



Fig. 78 LM - I terminali dei ponti radio sono oggi molto compatti. L'illustrazione si riferisce ad una custodia, da palo di 60 × 60 cm., che può contenere 4 apparati rice-trasmittenti, operanti su frequenze diverse. Al centro l'antenna a parabola con un sub-riflettore posto nel fuoco della parabola stessa.

TELECOMUNICAZIONI

Per trasferire segnali di informazione da una località all'altra, in grande numero, con sicurezza e con un costo non eccessivo si fa ricorso, oramai da tempo, ai cosiddetti **fasci hertziani**. La tendenza è, in questo campo, quella di accrescere sempre più il numero di canali utili a parità di installazione, ciò che porta all'indirizzo di uno sfruttamento di frequenze sempre più alte.

In questo settore, in ottemperanza a particolari necessità geografiche sono stati costruiti impianti con un'unica tratta per distanze dai 300 ai 400 km; essi hanno dimostrato come sia possibile superare anche la famosa portata ottica, i cui limiti sono dettati dalla curvatura della terra. Questi sistemi di lunga portata per le ultrafrequenze sono detti « oltreorizzonte ». La loro importanza però va diminuendo e non vi è più tanto interesse per nuovi impianti di questo genere da che si sono presentate le opportunità di collegamenti via satellite.

Un'altra innovazione ora sta soppiantando gradatamente, sotto alcuni aspetti, le tecniche degli ultimi decenni: si sta passando dal sistema utilizzante apparecchiature con trattamento del segnale analogico, al sistema digitale o numerico. Occorre dire che la trasmissione digitale deve ancora sganciarsi da alcuni suoi inconvenienti e, per questo fatto, il sistema analogico sussisterà in virtù di sue prerogative.

Il transistore ed i vari diodi per iperfrequenze (di cui si è detto) hanno modificato profondamente la struttura dei ponti hertziani. Sono comparsi molti ripetitori di medie dimensioni, nei più potenti dei quali è rimasta unicamente qualche valvola ad onda progressiva. Gli altri, interamente allo stato solido, sono diventati addirittura da palo (**figura 78 LM**) o portatili (**figura 79 LM**): i Gunn e gli Impatt permettono con facilità potenze di 1 watt. Le ridotte necessità di alimentazione consentono l'adozione di celle solari per la produzione in loco dell'energia: questa è conservata da accumulatori in modo da garantire il funzionamento nei periodi di oscurità. Il ponte di questo genere che si vede in figura consuma in totale 4 watt.

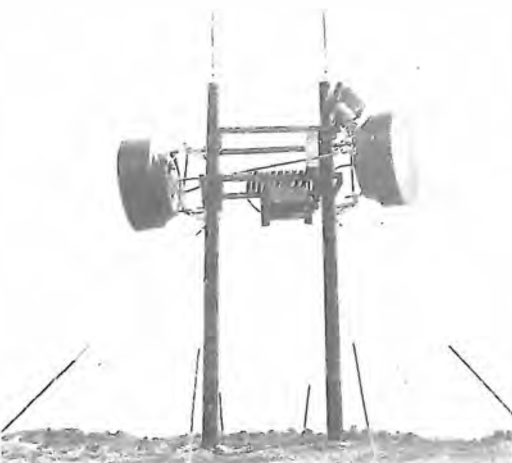


Fig 79 LM - A sinistra un posto ricetrasmettitore autonomo grazie all'alimentazione ricorrente a batterie solari. A destra un posto mobile: fornisce 1 watt di uscita da 6 a 13 GHz e 5 watt da 1,9 a 2,1 GHz.



Evoluzione e sviluppi

Molto promettenti sono gli sviluppi nel campo di utilizzazione dell'Arseniuro di gallio per la produzione di transistori FET. Questi ultimi sono eccellenti, per ciò che si riferisce al fattore segnale/rumore, nei ricevitori, e sono superiori come amplificatori di potenza ai diodi Impatt nella banda dei 6 GHz; restano tuttavia, ancora inferiori per bande più alte (ad esempio, quella degli 11 GHz.

Quanto ai circuiti integrati vi è già un largo impiego per il trattamento dei segnali di banda base nei modulatori e demodulatori numerici. La tendenza è per un aumento della loro velocità di funzionamento e del numero di funzioni svolte. In avvenire un modulatore/demodulatore completo sarà frutto di soli integrati. Ciò, non senza sottolineare l'importanza che i tipi lineari già presentano per gli amplificatori di Media Frequenza.

All'inizio dell'impiego dei fasci hertziani su ultrafrequenze si utilizzarono le bande dei 2, 4, 6 e 8 GHz. Poco a poco si passò a frequenze più alte e oggi ci si serve delle bande degli 11, 13, 15 e qualche volta anche 20 GHz.

Vogliamo citare ora, due nuove applicazioni delle iperfrequenze.

Una, sfruttando i rivelatori che conosciamo, porta ad un dispositivo di sicurezza nel campo dell'automobile: il conduttore viene protetto dagli scontri e dalle loro conseguenze. Vi sono due tipi di apparecchiature al riguardo; secondo una, un rivelatore serve a misurare la distanza tra i veicoli o la loro velocità relativa e fa scattare un segnale d'allarme, oppure aziona automaticamente i freni. Secondo l'altra apparecchiatura, il rivelatrre è associato ad un sacco gonfiabile di protezione del quale provoca il rigonfiamento non appena valuta che uno scontro è inevitabile.

Un'altra tecnica d'applicazione, già nota con gli infrarossi, ma che proprio grazie alle iperfrequenze sta beneficiando di un nuovo interesse, è quella del rilevamento di dati a distanza.

Si monta un rivelatore a bordo di un aereo o di un satellite e si raccolgono dati con la ricezione delle onde radioelettriche che la superficie terrestre, o oggetti su di essa, irradiano o riflettono. L'analisi di questi dati permette di riconoscere le risorse terrestri o di misurare la polluzione.

Rispetto agli infrarossi le ultrafrequenze offrono il vantaggio di essere poco influenzate dal sole, dalle nuvole, ecc.

Si profila intanto un massiccio approccio a queste frequenze da parte di un settore di largo e popolare impiego. Ci riferiamo alla ricezione televisiva diretta da satellite da parte del singolo utente stesso.

Da tempo, è noto, i satelliti artificiali sono impiegati come ponti per la trasmissione a lunga distanza dei programmi televisivi. Ora, vi sono in fase di sviluppo progetti che non destinano il satellite al solo servizio degli enti di trasmissione ma bensì al servizio dell'irradiazione di programmi destinati a zone relativamente ampie.

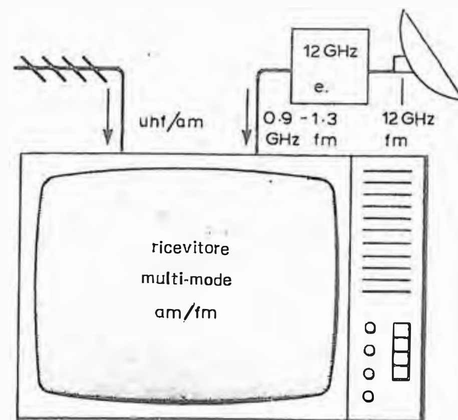


Fig. 80 LM - Il futuro televisore vedrà, installato direttamente in antenna, uno stadio di amplificazione a microonde ed uno stadio miscelatore; la portante verrà così convertita, per prima cosa, in un segnale a frequenza più bassa.

Naturalmente gli attuali televisori dovranno essere corredati di convertitori il cui compito consisterà in una trasformazione di frequenza. In altre parole, ricevuto il segnale dal satellite su banda 12 GHz occorrerà immetterlo nell'apparecchio che ora prevede frequenze ben più basse.

Si potranno seguire all'uomo soluzioni diverse. Ad esempio, il ricevitore di segnale del satellite potrà fornire in uscita un segnale in banda UHF e ivi sarà sintonizzato il televisore come per una normale stazione. Oppure il detto ricevitore potrà fornire un segnale a Media Frequenza video che sarà introdotto in questo settore del televisore, o ancora, potrà fornire un segnale a frequenza video che, previa amplificazione, sarà trasferito direttamente al cinescopio.

È importante notare che la trasmissione irradiata dal satellite è basata sul sistema a modulazione di frequenza; perciò si dovrà sempre variare oltre che le frequenze anche la modulazione dato che i televisori domestici effettuano il trattamento del segnale video attuale in quanto modulato in ampiezza.

L'evoluzione porterà certo, in un secondo tempo, a televisori progettati in maniera così detta « multi-mode », vale a dire previsti per la ricezione di un segnale FM entrante su di 1 GHz circa, oltre che dei soliti canali AM. La prima conversione di segnale (da 12 ad 1 GHz) avverrà sempre e comunque direttamente presso l'antenna (**figura 80 LM**) perché non è pensabile di trasferire un segnale di 12 GHz dall'antenna al televisore via cavo.

È evidente che, dal lato ricezione occorre giungere ad un assieme che non rientri, quanto meno come costo, nel campo del professionale; e

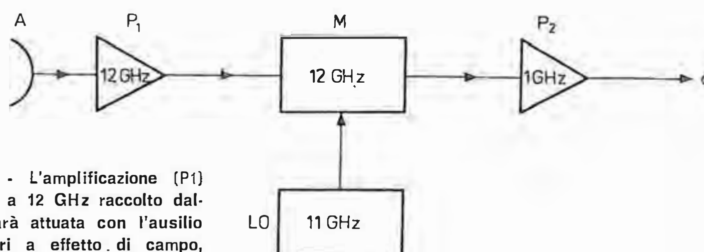


Fig. 81 LM - L'amplificazione (P1) del segnale a 12 GHz raccolto dall'antenna sarà attuata con l'ausilio di transistori a effetto di campo, all'Arseniuro di gallio. Essi saranno presenti anche nei due stadi della conversione (LO ed M).

ciò è strettamente legato alla disponibilità di elementi attivi la cui produzione possa essere impostata su larghissima scala.

L'industria si orienta appunto verso la soluzione di questo problema preparando quei transistori FET all'Arseniuro di gallio ai quali abbiamo fatto cenno. Nell'assieme destinato alla prima conversione (**figura 81 LM**), che è certamente il più critico, l'impiego del transistore in luogo del diodo (oggi quest'ultimo è ancora preponderante, come si è visto, per queste frequenze) offre il vantaggio intrinseco di consentire un guadagno anche nello stadio di conversione (LO - M, in figura) anziché una perdita. Inoltre, col transistore si possono elaborare segnali più forti senza l'inconveniente della saturazione, ed anche con livelli di rumore più bassi.

Le proprietà più importanti dello stadio miscelatore già raggiunte sono: un fattore di rumore di 4,2 dB a 12 GHz (compreso il rumore di Media frequenza ed un guadagno di conversione di 4,6 dB. Lo stesso tipo di transistore è utilizzato come oscillatore locale e, caratterizzato da una larghezza di banda di sintonizzazione ± 30 MHz, presenta una stabilità di frequenza di 3,8 × 10^{-6}/°C, una potenza d'uscita di 15 ± 0,5 mW (nella gamma di temperatura da —35 a +65 °C), La stabilità di frequenza dello stadio è molto importante e, a meno che non sia adottato un controllo automatico, deve essere di ± 0,1 MHz.

Per lo stadio di preamplificazione (P1, in figura) vi sono già transistori (sempre della stessa natura) che hanno un fattore di rumore molto basso (meno di 3 dB) e le cui impedenze possono essere ben adattate sia all'antenna, sia allo stadio miscelatore.

Sempre per quest'ultimo impiego (preamplicazione) si producono ora modelli realizzati in contenitore ermetico a microstriscia caratterizzati da prestazioni a notevole larghezza di banda; hanno una dinamica molto ampia, con potenza d'uscita lineare tipica di 12 dBm a 10 GHz.

Per quanto riguarda un futuro un po' più lontano, gli studi vertono sulla possibilità di generare segnali sino a 100 GHz a mezzo diodi Gunn e approntare transistori a effetto di campo per amplificazione sino a 30 GHz, nonché su dispositivi completi a microelettronica.

Si pensa di sostituire le antenne radar e gli attuali trasmettitori radar — che impiegano una sola grossa valvola di potenza ed antenne passive — con «sistemi» utilizzanti sia antenne formate da un grande numero di moduli sfasatori (**figura 82 LM**) sia, addirittura formate da moduli trasmettitori/ricevitori pilotati da una periodica scansione elettronica ciò che permetterebbe di eliminare la classica scansione meccanica dell'antenna radar che, all'uopo, deve ruotare in connuazione.

A proposito delle antenne si verificherà l'adozione su larga scala dei tipi corredati di riflettore parabolico (**figura 83 LM**) in quanto caratterizzati da guadagno molto alto, legato però ad una accentuata direzionalità, ciò che richiederà una sistemazione accurata tenendo ben presente l'angolazione da adottare nei confronti del satellite e l'importanza derivantene.



Fig. 82 LM - Antenna per radar a scansione elettronica. Si scorgono, inseriti nella struttura metallica, alcuni elementi (nel complesso sono centinaia) che risultano comandati singolarmente per dar luogo ai ripetuti sfasamenti, richiesti dal sistema.

BANDA VI - Frequenze di Canale

Canale N.	Frequenza MHz
1	11 717,48
2	11 746,66
3	11 765,84
4	11 785,02
5	11 804,20
6	11 823,38
7	11 842,56
8	11 861,74
9	11 880,92
10	11 900,10
11	11 919,28
12	11 938,46
13	11 957,64
14	11 976,82
15	11 996,00
16	12 015,18
17	12 034,36
18	12 053,54
19	12 072,72
20	12 091,90
21	12 111,08
22	12 130,26
23	12 149,44
24	12 168,62
25	12 187,80
26	12 206,98
27	12 226,16
28	12 245,34
29	12 264,52
30	12 283,70
31	12 302,88
32	12 322,06
33	12 341,24
34	12 360,42
35	12 379,60
36	12 398,78
37	12 417,96
38	12 437,14
39	12 456,32
40	12 475,50

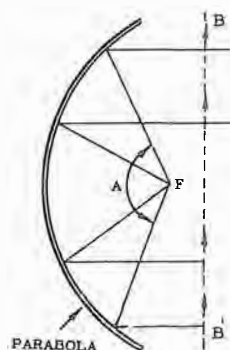


Fig. 83 LM - Le antenne per ultafrequenze usufruiscono del guadagno che un riflettore parabolico può loro apportare. Nel punto del « fuoco » (F) vi sarà concentramento della energia (campo) in arrivo su direzioni parallele. Nel funzionamento opposto (trasmissione) è evidente l'analogia con i raggi di luce di un faro.

Il diametro del riflettore parabolico deve corrispondere a molte lunghezze d'onda. In prove già effettuate con diametri da 1,2 a 1,6 m (per i 12 GHz) si sono ottenuti guadagni di circa 43 dB.

Ponendo nel punto **F** (vedi figura) l'elemento antenna vera e propria esso, sede di un campo elettrico, estenderà lo stesso in tutte le direzioni con la medesima intensità, sotto forma di un arco, come indicato in **A**, se abbiamo l'antenna in trasmissione. Per la ricezione avviene l'operazione opposta; in base ad essa il campo presente lungo la linea **B-B'** si concentra, dopo aver incontrata la parabola, nel suo fuoco, che è **F**; da lì, con una linea di trasmissione è condotto al ricevitore per ultrafrequenze, ovviamente predisposto a distanza ravvicinata.

La ricezione diretta da satellite, per quanto possibile da parte del singolo utente, si prevede si svilupperà sotto forma di un'installazione unica per piccole comunità: in altri termini, risulterà assai più pratico diffondere, per zone, il segnale convertito si da permettere l'impiego di ricevitori meno impegnativi per messa a punto e costo. Ecco, in tabella, la numerazione convenzionale dei Canali in banda 11 ÷ 12 GHz con la rispettiva frequenza assegnata.

Un ricevitore per emissioni modulate in ampiezza e per emissioni modulate di frequenza nella gamma VHF

Grazie all'alimentazione a batteria interna di 12 volt questo ricevitore può essere impiegato ovunque; ha la prerogativa di permettere l'ascolto immediato, in altoparlante di emittenti sia in AM che in FM. La sensibilità è elevatissima grazie alla rivelazione superreattiva, mentre un circuito integrato fornisce una sufficiente potenza audio. I pochi componenti necessari ne consentono il montaggio in meno di due ore.



Il ricevitore risulta di impiego molto pratico e comodo in quanto, comprendendo nella sua custodia metallica le pile d'alimentazione, ed essendo dotato di antenna retrattile può essere posto in funzione immediatamente, in qualsiasi località. La manopola di comando del condensatore variabile è ampia e ciò agevola le operazioni di sintonizzazione.

Con uno schema relativamente semplice questo apparecchio permette di ricevere con ottima sensibilità le trasmissioni in AM o FM in una gamma che si estende tra i 110 ed i 150 MHz.

In questa gamma di frequenza avvengono trasmissioni interessanti come il traffico amatoriale dei 2 m, le trasmissioni tra aeroporti ed aerei in volo, ponti radio privati, ecc.

L'apparecchio è di modeste dimensioni e completamente autosufficiente per l'alimentazione. È interessante la possibilità di poter eseguire esperimenti sulla propagazione delle VHF.

Il circuito elettrico, del tipo superrigenerativo, è dotato di uno stadio amplificatore a radiofrequenza e di un efficiente amplificatore audio con circuito integrato, che permette l'ascolto in altoparlante.

L'apparecchio è senz'altro molto interessante per coloro che vogliono prendere il primo contatto con l'affascinante mondo delle telecomunicazioni e verificare alcuni fenomeni connessi con la ricezione delle onde radio VHF.

Il sistema di funzionamento è quello della superreazione che, pur essendo stato scoperto molto tempo fa, non è mai stato utilizzato molto; vi si può ricorrere ora anche con i transistori, purché si tratti di modelli per alta frequenza.

Il modo di funzionamento del rivelatore superrigenerativo permette anche la rivelazione di trasmissioni in modulazione di frequenza.

È previsto uno stadio di amplificazione del tipo a larga banda che ha il duplice scopo di aumentare la sensibilità totale e di isolare l'oscillatore dall'antenna.

Una particolare cura è stata posta nel progetto anche nei riguardi della sezione di amplificazione in bassa frequenza. Tale sezione presenta un'ottima prestazione dovuta all'impiego di un FET al primo stadio, il quale riduce il rumore dell'amplificazione, e di un circuito integrato che ha delle prestazioni non ottenibili che con circuiti molto complessi.

L'alimentazione avviene mediante 8 pile da 1,5 V incorporate, per cui l'apparecchio è facilmente trasportabile e sempre pronto per l'uso.

Il principio della superreazione

Il rivelatore a superreazione è in definitiva un oscillatore che inizia l'oscillazione per effetto del rumore termico o di segnali radio; questa oscillazione viene però immediatamente bloccata da un opportuno circuito per un periodo brevissimo e non udibile, che dipende dalle caratteristiche del circuito di blocco.

Avremo quindi una serie di treni d'onda che sono avviati dal segnale o dal rumore e sono immediatamente interrotti dal circuito di blocco.

In assenza di segnali ad alta frequenza abbiamo solo l'effetto del rumore o soffio che conferma il funzionamento del circuito. Nel caso si presenti nel circuito di antenna un segnale radio di tensione superiore a quella di rumore (qualche decimo di microvolt), l'oscillatore verrà avviato dai picchi dei segnali in arrivo, ossia dai massimi della modulazione.

L'oscillazione è subito bloccata dal circuito interno, prima che si presenti la successiva onda di modulazione, che riavvierà l'oscillazione, e così via. Eliminando la radiofrequenza otterremo una serie di impulsi distanziati in modo vario, ma proporzionale alla frequenza di modulazione della portante ricevuta.

La potenza di questi impulsi sarà notevole, in quanto dipendente dalla potenza dell'oscillatore locale e non da quella ricevuta, che, come abbiamo detto deve essere appena sufficiente a sovrastare il rumore. Questo fatto permette di ricevere con intensità pressoché costante i segnali molto forti ed i segnali molto deboli, agendo come un regolatore automatico della sensibilità.

Lo schema elettrico

Si può dividere il circuito in tre parti:

1) il circuito di antenna-amplificatore di alta frequenza a larga banda;
2) il rivelatore superrigenerativo;
3) l'amplificatore di bassa frequenza.

Nella descrizione seguiremo l'ordine suddetto.

1) Il circuito di antenna-amplificatore di alta frequenza a larga banda.

I segnali captati dall'antenna « AERIAL » vengono trasferiti all'emettitore del transistore Tr1, in circuito con base comune, mediante il condensatore C5.

I segnali di alta frequenza sviluppano la loro tensione sull'impedenza Z1.

Il transistore Tr1 funziona da amplificatore di tensione e da isolatore per la radiofrequenza dell'oscillatore.

Il segnale di uscita dell'amplificatore si preleva ai capi dell'impedenza Z2 collegata al collettore di Tr1. La polarizzazione di Tr1 e la stabilizzazione termica sono effettuate, per la corrente continua, dai resistori R1, R5 ed R10.

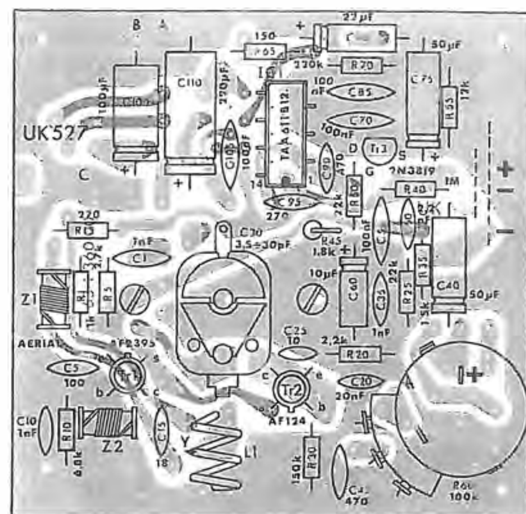
C10 fuga a massa, dalla base, le alte frequenze.

2) Rivelatore superrigenerativo.

Il segnale proveniente dal collettore di Tr1 passa attraverso il condensatore di accoppiamento C15 ed arriva al circuito accordato formato da L1 e dal condensatore variabile C30.

In questo circuito vengono selezionate le varie stazioni ricevute in quanto la variazione di C30 provoca la variazione della frequenza di risonanza del circuito oscillante parallelo.

Al momento dell'accordo con una stazione emittente, ai suoi capi si svilupperà una tensione massima che sarà in seguito rivelata dal rivelatore a superreazione Tr2. Il condensatore C25 disposto tra collettore ed emettitore trasformerà, riportando all'ingresso una parte della tensione di uscita, l'amplificatore in oscillatore.



La piastrina a circuito stampato — unica — grazie alle indicazioni impresse non lascia dubbi sul collocamento dei componenti: per questo fatto, è assai difficile che si commettano errori di montaggio.

Questo oscillatore verrà innescato dalle tensioni di rumore o di segnale iniettante nel circuito oscillatorio attraverso la presa di adattamento dell'impedenza prevista su L1.

3) L'amplificatore di bassa frequenza.

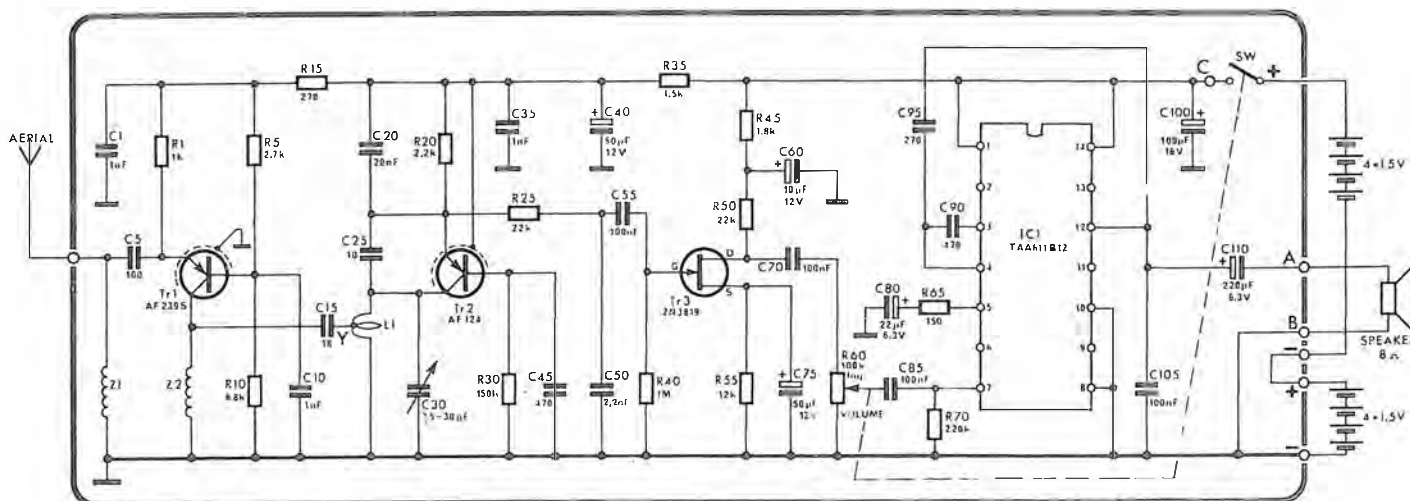
Il segnale rivelato proveniente dall'emettitore di Tr2 e filtrato dalla cellula costituita da R25-C50 è applicato attraverso il condensatore C55 alla porta di Tr3 che è a basso rumore, adatto a portare il segnale a un livello compatibile con le caratteristiche di ingresso di IC1.

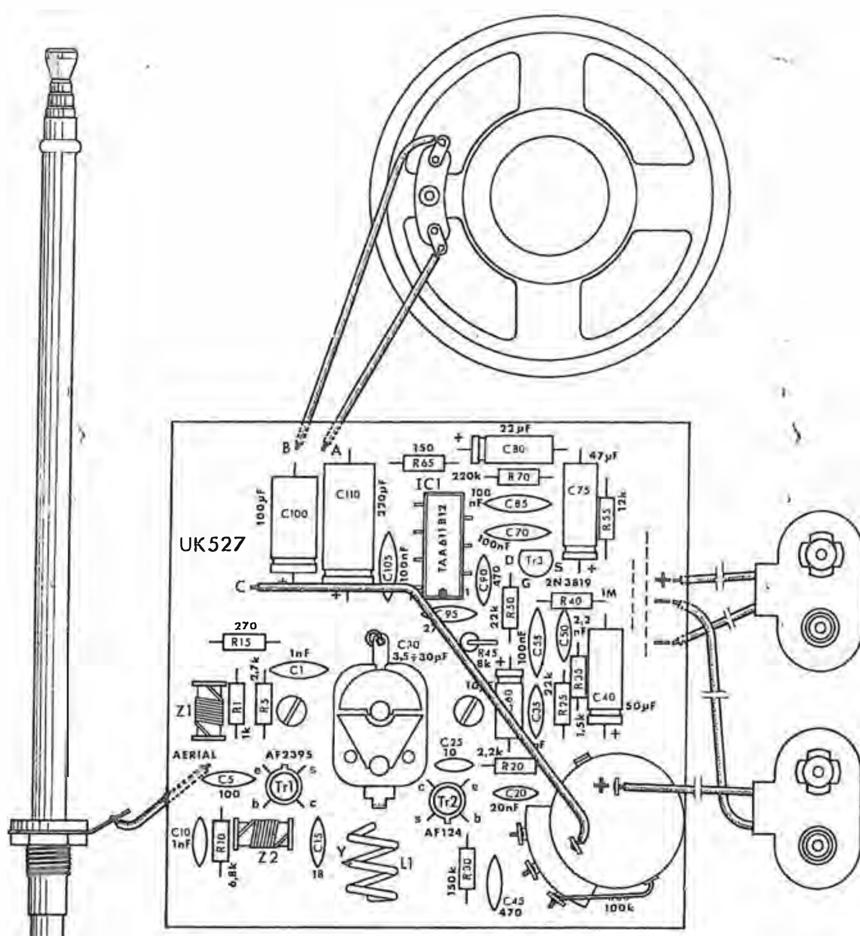
Il segnale amplificato da Tr3 viene prelevato al derivatore, e previa parzializzazione da parte del potenziometro di volume R60, portato al piedino 7 d'ingresso di IC1.

Questo circuito integrato, contenente numerose funzioni di transistori, effettua tutta la rimanente amplificazione del segnale che di conseguenza viene direttamente applicato all'altoparlante dall'uscita 12 tramite il condensatore d'isolamento C110.

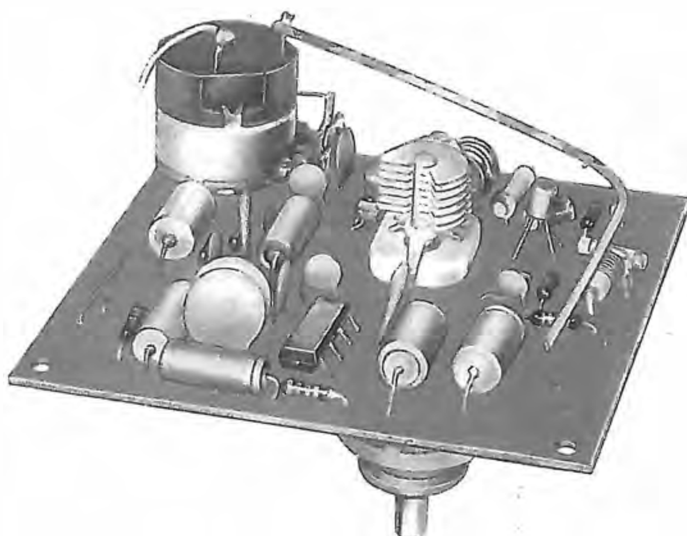
I condensatori C90, C95, C105, e la rete formata da C80 e da R65 servono a correggere la risposta di frequenza ed a fornire le controreazioni necessarie ad allargare la banda passante dell'amplificatore.

Un noto, classico principio di funzionamento è alla base di questo ricevitore: il principio della super-reazione. L'aspetto interessante dello schema risiede nella scelta di dispositivi moderni per la citata applicazione: un transistore per alta frequenza, un transistore a effetto di campo ed un circuito integrato di potenza conferiscono all'assieme prerogative di alta efficienza.





Allorché tutte le parti sono state inserite sulla piastrina e ivi saldate restano, da eseguire, i pochi collegamenti a filo flessibile qui riprodotti (altoparlante, pile, interruttore, antenna). L'illustrazione fotografica del montaggio è significativa nei riguardi della semplicità dell'apparecchio e mette in evidenza la comoda accessibilità a tutti i componenti e punti del circuito.



Guida al montaggio

Per facilitare il compito di chi si prepara ad eseguire il montaggio di questo apparecchio, pubblichiamo diverse illustrazioni ivi compresa quella della serigrafia che indica la disposizione dei componenti. Questa disposizione viene ripetuta (in serigrafia) su ciascun circuito stampato, onde facilitare al massimo il montaggio.

Contenitore e comandi

Il ricevitore completo è disposto entro un pratico contenitore metallico che reca sul frontale il comando di sintonia con disco graduato. Frontalmente vi è inoltre il comando di volume con l'interruttore dell'alimentazione.

Dal pannello superiore esce l'antenna telescopica.

Il circuito elettrico è formato da un circuito stampato ciò che evita nel modo più efficace gli errori costruttivi e di cablaggio.

Per il funzionamento

Siccome non sono previsti organi di regolazione semifissi, se non si sono commessi errori di montaggio, l'apparecchio deve funzionare appena connessa l'alimentazione.

Alzando un poco il volume si dovrà sentire nell'altoparlante un soffio; l'antenna deve essere tirata fuori completamente. Girando lentamente il comando di sintonia si sentiranno le emittenti.

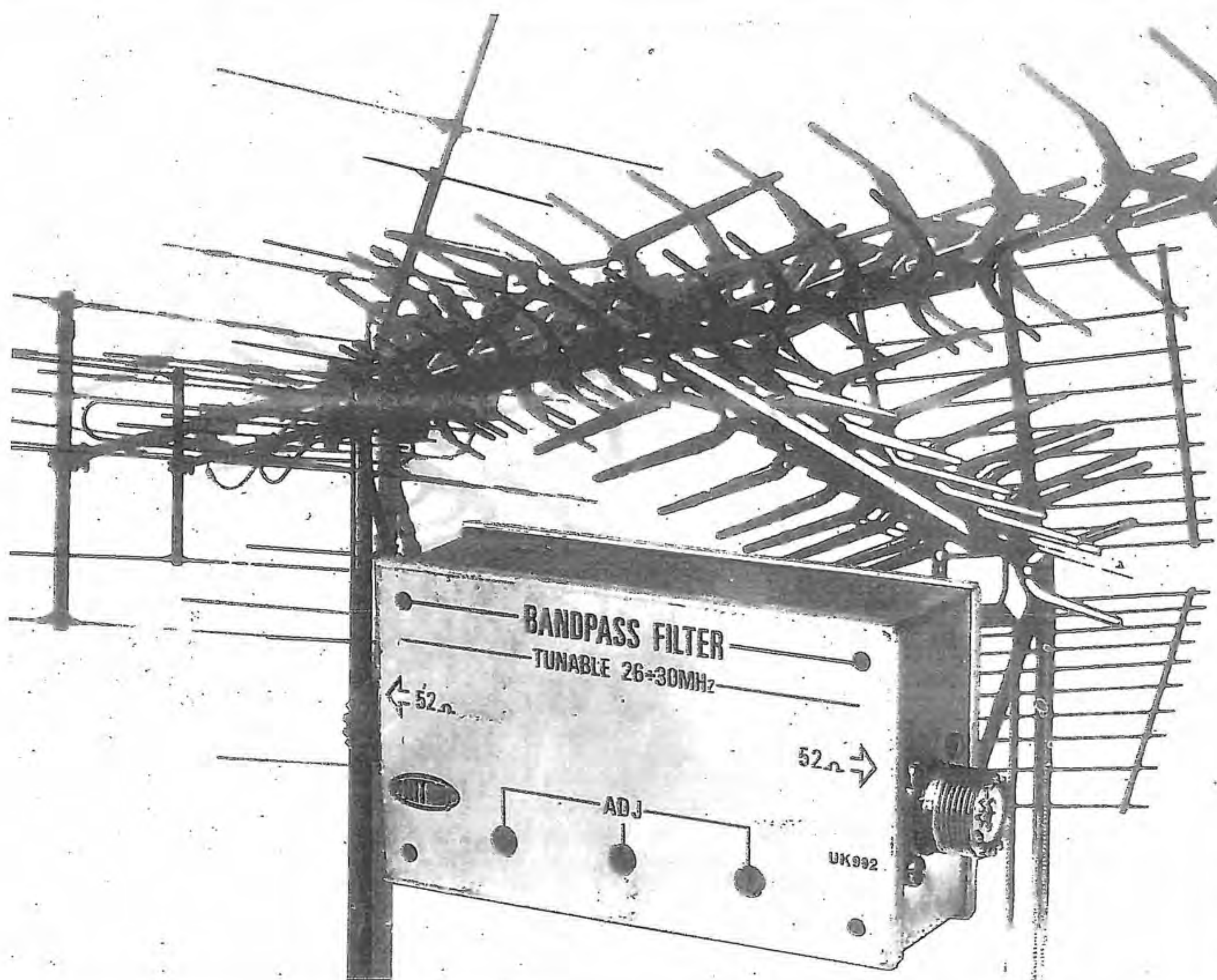
Nella banda di ricezione si trovano molti interessanti servizi, come le emissioni degli aeroporti e degli aerei in volo, emissioni sui 144 MHz, ponti-radio privati.

L'ELETTRONICA

IN 30 LEZIONI - TEORIA E PRATICA

Antenne

27



RADIO - TRANSISTORI - CIRCUITI INTEGRATI - Hi-Fi - ANTENNE - TRASMISSIONE - APPLICAZIONI VARIE

Rivista culturale per la formazione professionale - Spedizione a tariffa ridotta editoriale - Pubblicità — 70 % - Lire 850

Antenne

L'antenna è un particolare **circuito elettrico**, realizzato col preciso intento di irradiare nello spazio — o ricevere dallo spazio — energia elettromagnetica.

RECIPROCITÀ

Nel primo caso si tratta, ovviamente, di una **antenna trasmittente**, e cioè di quanto si collega all'uscita di un trasmettitore per distribuire nello spazio circostante il segnale a radiofrequenza generato; nel secondo caso si tratta di **antenna ricevente**, vale a dire di un mezzo destinato alla captazione delle onde elettromagnetiche provenienti da un'antenna trasmittente, più o meno lontana.

Il principio di funzionamento è eguale, nell'uno e nell'altro caso. In altri termini, il calcolo, le prerogative e le caratteristiche di un'antenna destinata alla trasmissione sono valide anche per un'antenna ricevente. Così, un'antenna adatta ad emettere nel modo migliore (col più alto rendimento) un segnale di una data frequenza è adatta anche a ricevere nel miglior modo un segnale di eguali caratteristiche.

Nonostante la accennata reciprocità di impiego, le antenne trasmittenti vengono costruite con una certa differenza di struttura nei rispetti di quelle riceventi, e ciò in particolare per i seguenti motivi, facilmente intuibili.

Innanzitutto, le antenne trasmittenti devono essere costruite in modo da poter tollerare forti correnti e tensioni: viene ad esse applicata l'intera potenza fornita dal trasmettitore. Ciò non è il caso invece, per quelle destinate alla ricezione che sono percorse da segnali debolissimi, determinati dai campi elettromagnetici presenti nello spazio e generati, a volte, a distanze grandissime.

In secondo luogo, i trasmettitori lavorano solitamente su di una sola frequenza (o banda di frequenza, alquanto ridotta) e quindi le dimensioni delle loro antenne (la dimensione di un'antenna è, come vedremo, strettamente legata alla frequenza d'impiego) vengono calcolate appositamente, e con precisione, in corrispondenza del massimo rendimento nei confronti della frequenza di emissione. I ricevitori, invece, devono poter captare trasmissioni entro una gamma vasta di frequenze, perciò le antenne di ricezione non sono studiate, salvo eccezioni, per una frequenza particolare, bensì in modo da fornire un buon rendimento su di un'intera gamma.

IL CIRCUITO ANTENNA...

In qual modo un'antenna — che nella sua più elementare espressione è costituita da un semplice conduttore teso nello spazio — può essere considerata, come abbiamo affermato, un circuito elettrico?

Interessandoci ai circuiti risonanti validi per frequenze ultraelevate abbiamo visto che, ad un certo momento, condensatori ed induttori in quanto singoli componenti del circuito (componenti discreti) non possono più essere impiegati: si utilizza l'induttanza e la capacità intrinseca della realizzazione meccanica (struttura) stessa. Ciò avviene quando le frequenze in giuoco, viste in quanto lunghezza d'onda, entrano nello stesso ordine di grandezza dei parametri meccanici del montaggio. Un esempio: se la frequenza di lavoro è quella della banda VI (12 GHz), un tratto di collegamento lungo 2,5 cm è già pari ad una intera lunghezza d'onda... perciò risuona; un fatto questo, che può dar luogo facilmente all'assorbimento dell'intera energia presente, da parte, appunto, di quel collegamento. In esso si localizzano allora correnti e tensioni in maniera tale che l'energia viene spesso, dispersa; in altre parole, può trasformarsi in calore oppure essere allontanata dal circuito. In altri termini ancora, **viene irradiata.** Quel conduttore-circuito è diventato allora, per quella frequenza (a causa delle sue dimensioni), **un'antenna.**

Vale anche — è logico — la situazione inversa, con la quale si mette a profitto lo stesso fenomeno — qualunque sia la lunghezza d'onda — al fine prefissato di irradiare, semplicemente conferendo di proposito, all'elemento, dimensioni pari alla lunghezza d'onda che interessa.

L'elemento resta così sempre — anche se, per caso, di grandi dimensioni — un circuito del tipo noto al lettore come circuito **a costanti distribuite.** Infatti, se i componenti discreti rappresentanti l'induttanza e la capacità sono assenti in quanto tali, vuol dire che essi, comunque necessari all'effetto risonanza, si trovano nel conduttore stesso; per meglio dire, ne fanno parte intrinseca.

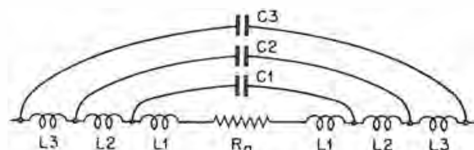


Fig. 1 NP - Un'antenna (in questo caso, un dipolo) ovviamente, presenta sempre un punto dal quale si diparte una linea che la collega all'apparecchiatura: la linea in quanto connessa al carico coincide con un valore resistivo (resistenza di irradiazione = Ra). Tutta la antenna ha valori C, L (ed anche R) distribuiti **ed ha quindi, una risonanza propria.**

Possiamo dire a questo punto che induttanza e capacità, in un'antenna sono presenti in tutte le sue parti e che, sinteticamente e schematicamente esse vanno viste così come indica la **figura 1 NP.**

... E LA SUA RISONANZA

I concetti ora esaminati permettono di affermare che un conduttore qualsiasi portato in condizioni di risonanza è un'antenna nella sua tipica funzione. E per portarlo in risonanza, da quanto abbiamo visto, possiamo agire sulle sue di-

mensioni fisiche, adeguandole opportunamente alla frequenza di lavoro.

Quando la risonanza si verifica l'energia che perviene al conduttore (antenna) — se inerente, ben inteso, a oscillazioni a radiofrequenza — crea il massimo di campo. Più precisamente, significando lo stato di risonanza un annullamento reciproco delle reattanze capacitive ed induttive, non vi è, in quelle circostanze, altro limite alla circolazione della corrente se non la pura resistenza ohmica (di valore, sempre, alquanto basso). A questa situazione (di risonanza) corrisponde quindi il massimo di corrente circolante, ciò che vuol dire il massimo di energia irradiata se si tratta di antenna trasmittente, o il massimo di energia raccolta se si tratta di antenna ricevente.

Per concludere, non sembrerà perciò strano che nel caso dell'antenna le condizioni di risonanza su di una determinata frequenza si possano ottenere attraverso una regolazione della lunghezza, dato che a tale regolazione corrispondono mutamenti nell'induttanza e nella capacità.

In pratica, una manovra o operazione di questo tipo risultando assai poco agevole, il concetto è osservato per il calcolo di base, mentre si incorporano (in serie o in parallelo) componenti discreti aggiuntivi (condensatori, bobine) che permettono regolazioni fini, di messa a punto, per variazioni possibilmente limitate.

Onde stazionarie

Osserviamo la **figura 2 NP.** La mano rappresenta in questa ipotesi un generatore di oscillazioni; queste si propagano verso l'estremità opposta della corda. Se la corda fosse infinitamente lunga, le onde in questioni continuerebbero il loro viaggio, attenuandosi man mano a causa delle inevitabili perdite di energia, sino ad estinguersi. Ma, se la corda presenta una lunghezza definita e la sua estremità è fissata così come accennato in **figura 3 NP** le onde urtano nel dispositivo di fissaggio e, venendo da questo riflesse sono costrette a tornare indietro.



Fig. 2 NP - Le oscillazioni generate dal movimento della mano si allontanano dalla fonte propagandosi nel mezzo ed evidenziandosi sullo stesso in misura decrescente.

La lunghezza della corda assume allora una sua notevole importanza nella situazione che viene a crearsi per la presenza di questo treno d'onde che tende a ripercorrere, in senso inverso, la corda stessa: per una lunghezza qualunque, arbitraria, la manifestazione ondulatoria può risultare irregolare, smorzata e debole; diventa ben definita (**figura 4 NP**) ed ampia allorché ci si riferisce ad un tratto di corda che coincide in lunghezza con multipli di mezza onda.

Il fenomeno di natura meccanica che qui abbiamo richiamato in quanto assai significativo ed utile per apprendere questi concetti, ci da una più evidente conferma su quest'ultimo punto se lo vediamo — come controprova — in termini inversi. Ferma restando la lunghezza, qualsiasi, della corda basta variare la frequenza (movimentoto del braccio) per scoprire che solo determinate frequenze di movimento fanno si che appaino le piene ondulazioni: sono le frequenze che coincidono in tal caso, con multipli di **mezza lunghezza** della corda adoperata.

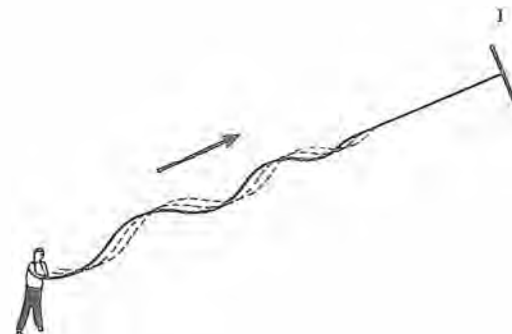


Fig. 3 NP - Supposto un punto terminale (I) del mezzo di propagazione (corda), le oscillazioni lo raggiungeranno in un determinato tempo (che dipende dalla frequenza di agitazione) e dal terminale saranno poi rinviate verso l'origine.

Nelle condizioni citate l'onda riflessa raggiunge nuovamente il generatore (dal quale era partita) in fase esatta con l'onda che il generatore sta fornendo in quell'istante; gli effetti si sommano e determinati punti della corda vibrano con la massima ampiezza (e sono detti **ventri**) mentre altri non vibrano affatto (e sono **i nodi**). La situazione raggiunta è quella che determina la presenza, nel modo illustrato, di **onde stazionarie.** Queste esistono solo ed in quanto si abbia modo di dar luogo alla riflessione.

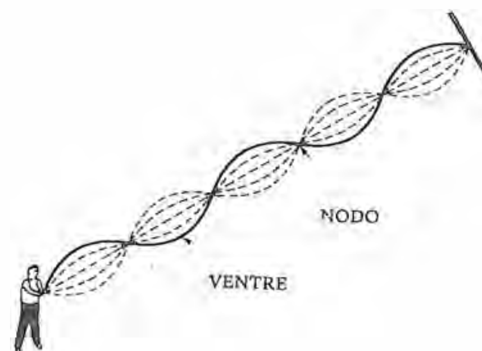
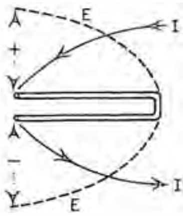


Fig. 4 NP - Quando la lunghezza definita del mezzo e la frequenza vengono a coincidere nella fase delle onde generate ed in quella delle onde riflesse, si formano nodi e ventri (minimi e massimi). In tali condizioni l'energia richiesta per la sussistenza del fenomeno è minima.

Abbiamo raggiunto così, in questo esempio di analogia tra onde elastiche ed onde hertziane, quella condizione di risonanza che per l'antenna significa il massimo di rendimento. E rimane più evidente ora il motivo per cui si deve sempre fare in modo che sull'antenna si stabilisca un regime di onde stazionarie.

L'antenna è interessata all'energia a radiofrequenza, energia che si manifesta sotto forma di corrente e tensione; avremo perciò, oltre a ventri e nodi di corrente anche ventri e nodi di tensione il cui collocamento sarà conseguente al punto scelto per l'alimentazione ed al rapporto lunghezza d'onda/lunghezza d'antenna.

Le onde stazionarie di corrente rispetto alle onde stazionarie di tensione saranno separate



— stante le condizioni di risonanza — da 90°. Ciò non significa però che anche le tensioni e le correnti siano sfasate tra loro di tale angolo. Infatti, in condizioni di perfetta risonanza la corrente e la tensione sono in fase ed il circuito presenta, come abbiamo poco fa ricordato, una reattanza nulla.

Ecco che ci risulta facile, sotto il citato aspetto, vedere l'antenna come una linea risonante parallela, aperta (che già conosciamo), che abbia subito una radicale trasformazione (**figura 5 NP**) dal punto di vista costruttivo.

La figura ci mostra l'eguale distribuzione dell'onda stazionaria di tensione e di quella di corrente nella linea e nell'antenna. La tensione è massima e di polarità opposta agli estremi dei conduttori, mentre la corrente è massima al centro del conduttore, e pressoché zero alle estremità in entrambi i casi. Queste tensioni e correnti sono oscillanti, tuttavia, per cui la polarità della tensione — e la direzione del flusso di corrente — si invertono ogni mezzo periodo della radiofrequenza.

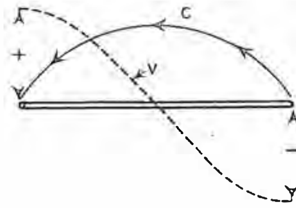


Fig. 5 NP - Il collocamento della corrente I e della tensione E in una linea di trasmissione (un quarto d'onda) coincide con quello che si manifesta in una antenna (a destra) dipolo a mezza onda ove V indica la tensione e C la corrente. Come si vede è come se la linea, ripiegata, venisse aperta sino a formare un unico tratto rettilineo.

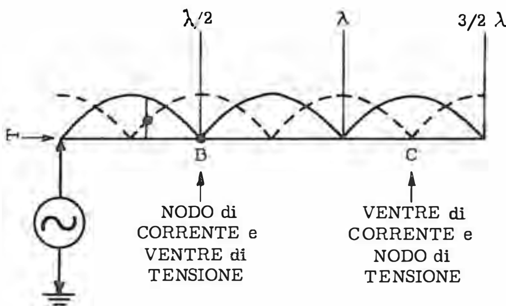


Fig. 6 NP - La situazione dei nodi e dei ventri (risonanza) presente nel dipolo della figura precedente si ripete per due, tre o più volte se l'antenna (conduttore T) è lunga quanto un'onda intera, o un'onda e mezza, ecc.

Nel caso dell'antenna emittente queste cariche alternantesi creano campi elettrostatici ed elettromagnetici che vengono irradiati nello spazio circostante alla velocità della luce ($3 \cdot 10^8$ metri al secondo).

Quella riportata — pari a mezza onda — è la lunghezza minima necessaria affinché si possa verificare lo spostamento della carica elettrica da un campo all'altro **e ritorno**, nel tempo di un periodo della radiofrequenza. L'antenna così concepita, più pratica costruttivamente di una che fosse lunga quanto l'intera onda, è ampiamente diffusa (installazioni riceventi di televisione). Essa è universalmente nota col nome di **dipolo.**

Quanto sopra non toglie però che la lunghezza dell'antenna possa anche essere multipla di tratti di mezza onda, ossia due (onda intera), tre (una onda e mezza), ecc. come si vede in **figura 6 NP.** Per richiamarci un momento all'analogia della fune abbiamo allora una situazione paragonabile a quella di figura 4 NP.

Rapporto Onde Stazionarie

Se, impiegando un voltmetro per radiofrequenza eseguiamo una misura di tensione in ogni punto del conduttore di cui a figura 6 NP (che è in condizioni di risonanza) otteniamo una lettura nulla nei nodi di tensione (ad esempio, in C) ed una lettura massima nei ventri di tensione (ad esempio, in B = curve tratteggiate).

Nei punti intermedi leggeremo valori intermedi, proporzionali al segmento di verticale che unisce la linea orizzontale alla linea tratteggiata. Le letture, si noti, non corrispondono a valori continui, bensì a valori efficaci di tensione alternata.

Il conduttore, in figura, è supposto libero ad un estremo.

Supponiamo ora che il conduttore sia infinito nella sua lunghezza, oppure che sia chiuso su di una impedenza corrispondente a quella sua circuitale, vale a dire caratteristica (**figura 7 NP**).

In queste due condizioni non si ha riflessione alcuna.

Nel caso del conduttore infinito, perché le onde non trovano mai un'estremità libera che le rifletta: diminuiscono allora progressivamente in ampiezza fino ad annullarsi (caso già esemplificato per la fune = figura 2 NP). Nel caso della chiusura del circuito sull'impedenza caratteristica— invece — perché le onde (energia) vengono completamente utilizzate dal carico, ciò che rende impossibile la riflessione.

Mentre la prima ipotesi ha un valore puramente teorico, dato che non si potrà mai avere un conduttore di lunghezza infinita, la seconda ha un'importanza pratica in quanto la circostanza si verifica nella maggior parte dei circuiti elettronici dotati di carico.

Se ripetiamo, in quest'ultima situazione, la lettura della tensione presente in ogni punto del conduttore rileviamo che tale tensione è costante, ovunque. Il fatto è comprensibile se si pensa

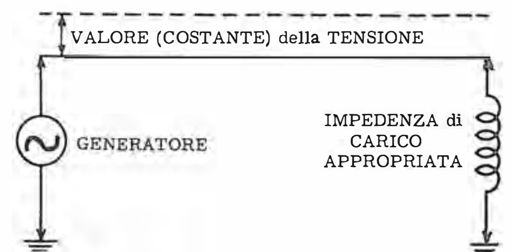


Fig. 7 NP - Se il terminale libero viene connesso ad un carico di impedenza adeguata quest'ultimo assorbe, e dissipa, tutta l'energia: ciò vuol dire che non vi è più riflessione; di conseguenza la tensione è eguale e costante in ogni punto.

che le onde, non essendo riflesse, scorrono liberamente nel conduttore e quindi — in ogni suo punto — la tensione letta col voltmetro corrisponde esattamente al valore efficace della tensione fornita dal generatore, Ciò conferma che non vi è riflessione e, di conseguenza, neanche onde stazionarie.

Quando, in seguito alla riflessione si verifica la presenza delle onde stazionarie, la misurazione accennata ci porta anche a constatare che il valore massimo di tensione presente nei ventri,

se la riflessione è totale, è pari al doppio del valore della tensione che si ottiene nel caso della riflessione nulla.

Naturalmente si verificano situazioni intermedie (**figura 8 NP**) tra i due casi, imputabili — è evidente — ad una riflessione parziale. È importante allora conoscere in quale grado si formino le onde stazionarie, perché esse possono essere desiderate o meno. Più precisamente, si può determinare in quale misura l'onda viene riflessa prendendo nota del valore riscontrabile come massimo e di quello leggibile quale minimo, stabilendo in tal modo un rapporto.

Se la riflessione è totale questo rapporto ha un valore **infinito**, in conseguenza del fatto che a fronte della tensione letta come massimo sta, per il minimo, un'assenza di tensione, cioè zero.

Se la riflessione è nulla il rapporto è pari ad 1 perché non si verificano differenze: non vi sono né massimi, né minimi (figura 7 NP).

In tutti gli altri casi avremo determinati valori di rapporto, a partire, evidentemente, da 1.

Questo **R**apporto **O**nde **S**tazionarie è correntemente detto **ROS** oppure **SWR** (dall'inglese **S**tanding **W**awes **R**atio). Le condizioni di perfetta risonanza sono raggiunte, pertanto, quando il il ROS è eguale ad infinito, e nel caso dell'antenna è questa la condizione auspicabile.

Per contro, come vedremo, vi sono casi in cui la riflessione rappresenta una perdita di energia ed allora si tende al ROS minimo (pari ad 1). Questa esigenza si verifica quando il conduttore non è destinato ad irradiare, bensì semplicemente a trasferire energia elettromagnetica da un circuito ad un altro (linea di trasmissione).

Il ROS può essere ricavato sia dalle letture di tensione, come si è detto, che da quelle di corrente; in quest'ultimo caso, spesso la misura è più agevole.

Lunghezza reale

Quanto abbiamo detto in precedenza circa la lunghezza che deve avere un conduttore per essere in risonanza con un segnale di una data frequenza (mezza onda, onda intera, ecc.) è valido solamente in prima approssimazione.

Mentre la frequenza di un segnale è costante, la sua lunghezza d'onda è una grandezza variabile, dipendente infatti, dalla velocità di propagazione. Questa, a sua volta, dipende dal mezzo in cui le onde si propagano.

Si può calcolare tale velocità, nel caso che il mezzo sia un materiale non ferromagnetico, mediante questa formula approssimata:

$$v = \frac{c}{\sqrt{k}}$$

ove **v** = velocità di propagazione nel mezzo; **c** = velocità di propagazione delle onde nel vuoto; **k** = costante dielettrica del mezzo.

Dato che « k » è, in un mezzo materiale, sempre maggiore di uno, ne segue che in esso la velocità delle onde elettromagnetiche è sempre minore che non nell'aria.

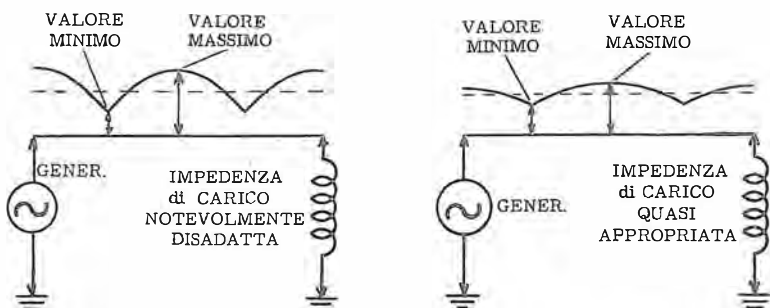


Fig. 8 NP - Quando il circuito è chiuso su di un carico la cui impedenza è di valore non corrispondente a quello caratteristico del circuito stesso, si verifica riflessione (onde stazionarie) in misura maggiore o minore (a destra) a seconda del disadattamento. Il rapporto tra il valore massimo e quello minimo è il ROS.

La lunghezza d'onda di un segnale dipende dalla sua velocità di propagazione secondo la espressione a noi ben nota: **λ = v : f** nella quale **λ** = lunghezza d'onda; **v** = velocità; **f** = frequenza del segnale.

Si può dire allora che, in un conduttore la velocità di propagazione è inferiore a quella che si verifica nell'aria; di conseguenza, la lunghezza d'onda propria del conduttore ne risulta diminuita. In un dielettrico la velocità scenderebbe ancora di più, e con essa la lunghezza d'onda.

Dato che le lunghezze d'onda di solito prese in considerazione sono quelle relative al vuoto, una antenna deve essere, in realtà, un poco più corta del previsto per potervi corrispondere.

Vi sono poi, anche altri fattori che intervengono nello stesso senso. La presenza di isolatori, ad esempio, di supporti, di superfici riflettenti e di altre strutture site nei pressi delle estremità dell'antenna portano alla formazione di una capacità dispersiva che richiama ad una riduzione di lunghezza.

Anche il diametro del conduttore ha importanza in tal senso. Il grafico di **figura 9 NP** permette di conoscere il coefficiente « k » di questo fattore: lo si legge come fattore di moltiplicazione, a sinistra, sulle ordinate. Sulla curva si localizza prima il punto corrispondente al rapporto tra la metà della lunghezza d'onda nel vuoto ed il diametro del conduttore che funge da antenna. Per ottenere la lunghezza reale da conferire all'antenna a mezza onda basta moltiplicare la lunghezza teorica per il coefficiente « k ».

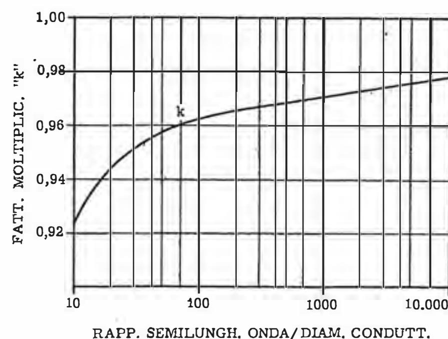


Fig. 9 NP - Il diametro del conduttore che deve fungere da antenna influenza la misura della sua lunghezza effettiva da adottare; rilevando il fattore di moltiplicazione « k » con l'ausilio di questo grafico si può conoscere qual è la giusta lunghezza per un dato diametro.

Come si può notare, il valore di « k » è sempre inferiore a 1 a conferma del fatto che la lunghezza reale risulta sempre minore di quella teorica. Inoltre, « k » diminuisce col diminuire del rapporto tra la mezza lunghezza d'onda ed il diametro del conduttore: così, più il diametro del conduttore antenna è grande, minore deve essere la lunghezza per ottenere la risonanza.

Caratteristiche elettriche

L'antenna in quanto circuito è legata a diverse grandezze elettriche che occorre conoscere se si vuole controllarne il funzionamento. Figurano, in primo luogo: l'impedenza, la reattanza, la resistenza di irradiazione, la resistenza ohmica.

Alcune di queste grandezze si definiscono, come vedremo, in modo analogo a quanto si fa per i circuiti accordati a costanti concentrate, mentre altre richiedono definizioni particolari, caratteristiche esclusivamente del circuito antenna.

IMPEDENZA

Prendiamo in considerazione un'antenna del tipo dipolo (**figura 10 NP**). Ai due capi A e **B** creati con l'interruzione centrale è collegato, come si vede, un generatore di segnali a radiofrequenza. Esso fornisce all'antenna una tensione alternata e con ciò determina nella stessa un corrispondente flusso di corrente.

Nei normali circuiti elettrici quando si da luogo al passaggio della corrente si riscontra un suo valore efficace, costante in ogni punto del conduttore. In un'antenna, invece, si determinano di norma, le condizioni di risonanza che coincidono con la presenza delle onde stazionarie, vale a dire vi sono nodi e ventri; anche al di fuori di tali condizioni la distribuzione delle correnti e delle tensioni non è costante lungo il conduttore antenna.

La condizione di variabilità delle grandezze elettriche verificantesi per punti diversi è, del resto, una condizione essenziale perché si effettui una buona irradiazione delle onde.

L'impedenza di un circuito percorso da corrente alternata (abbiamo visto a suo tempo) viene definita come il rapporto tra la tensione presente ai suo terminali e la corrente che lo percorre. Nel caso dell'antenna, evidentemente questa definizione non è adeguata stante che la corrente e la tensione non sono costanti in tutti i punti del circuito.

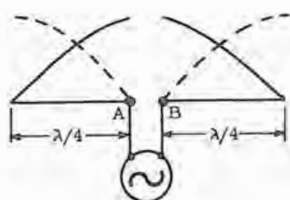


Fig. 10 NP - Un conduttore di lunghezza pari a mezza onda, interrotto, ed alimentato, al centro costituisce il classico dipolo. La sua impedenza varia in ogni suo punto ed è il rapporto tensione/corrente: l'entità della prima è indicata con il tratto continuo. Tra A e B si ha l'impedenza d'ingresso.

Tuttavia, è possibile definire correttamente la impedenza in ogni punto del conduttore antenna come rapporto tra tensione e corrente **in quel punto.**

L'impedenza di un'antenna è quindi diversa da un punto all'altro e, in condizioni teoriche di perfetta risonanza è nulla nei nodi di tensione, infinita nei nodi di corrente; nei punti intermedi ha valori intermedi.

La corrente, in pratica, non è in alcun punto completamente nulla quando un'antenna irradia ed assorbe potenza. I nodi di corrente e di tensione non sono, in realtà, così accentuati da annullare completamente la grandezza relativa. È più esatto dire, allora, che l'impedenza varia da un valore minimo (nei nodi di tensione) ad un valore massimo (nei nodi di corrente).

La definizione enunciata è l'unica veramente corretta nei riferimenti dell'impedenza di un'antenna. Tuttavia, in pratica, si parla molte volte di « impedenza d'antenna » con un significato leggermente diverso, e precisamente riferendosi all'impedenza ottenuta come rapporto tra la tensione fornita dal generatore — o meglio, la tensione presente ai terminali A e B della figura 10 NP — e la corrente presente ai terminali stessi. Tale impedenza, più propriamente dovrebbe essere denominata « impedenza di ingresso » dell'antenna, dato che viene misurata appunto ai suoi terminali d'ingresso.

IMPEDENZA E IRRADIAZIONE

Dal momento che in condizioni di risonanza le variazioni di tensione e di corrente lungo l'antenna sono massime, l'impedenza — che è un loro rapporto — varia, anch'essa entro i più ampi limiti. Fuori risonanza, ovviamente, si hanno variazioni di impedenza inferiori.

Quanto detto sopra è essenziale per comprendere come, in condizioni di risonanza, l'irradiazione di onde elettromagnetiche da parte dell'antenna sia massima. Vediamo prima che cosa comporta il fenomeno.

In generale, quando una corrente alternata a frequenza bassa percorre un conduttore, essa determina nello spazio circostante un campo elettromagnetico alternativo. Questo campo non riesce ad allontanarsi nello spazio: l'energia ad esso relativa viene periodicamente irradiata da parte del conduttore ma anche successivamente assorbita dallo stesso. Questo, fino a che la frequenza impiegata non è molto alta.

Con l'aumentare della frequenza la parte di energia che viene riassorbita dal conduttore diminuisce, e si determinano allora delle onde elettromagnetiche che si allontanano nello spazio.

Secondo la legge intuita da Maxwell, il campo magnetico così indotto è direttamente proporzionale alla rapidità con cui il campo elettrico varia nel tempo, ciò che vuol dire direttamente proporzionale alla frequenza.

Si può dimostrare anche che questo procedimento di irradiazione aumenta notevolmente quando le condizioni elettriche del circuito variano in modo brusco. Ora, in condizioni di risonanza, abbiamo visto che l'impedenza, la tensione, e la corrente variano fortemente entro limiti molto ampi, mentre in condizioni di non risonanza tale condizione si verifica solo parzialmente: da ciò segue che nel primo caso si ha una maggiore irradiazione.

La preferenza che viene riservata ai circuiti

aperti nella costruzione delle antenne deriva da un motivo analogo. Infatti, ad un terminale libero si determina uno sbalzo molto brusco sia di tensione che di impedenza, e ciò favorisce l'aumento della quantità di energia irradiata.

RESISTENZA OHMICA E DI IRRADIAZIONE

Riprendiamo in considerazione la figura 10 NP, ed in particolare la tensione e la corrente nei punti A e B. Il prodotto tra i relativi valori fornisce il dato della potenza ($P = E \times I$) che il generatore invia all'antenna e che viene da questa dissipato.

Tale potenza si può anche esprimere come nel caso dei normali circuiti, e cioè mediante il prodotto tra l'impedenza (in questo caso, l'impedenza d'ingresso) ed il quadrato della corrente, ossia:

$$P = Z \times I^2$$

L'energia (potenza) fornita all'antenna viene emessa sotto forma di onde elettromagnetiche solo in parte: una parte, infatti, viene dissipata sotto forma di calore, o viene dispersa in seguito a cattivo isolamento, scariche ed altre cause del genere. Supponendo di trascurare queste ultime cause, che presentano carattere di irregolarità, la parte di potenza trasformata in calore è facilmente individuabile in base al valore della **resistenza ohmica** del conduttore. Evidentemente, più tale resistenza è alta, più alta è la potenza dispersa sotto questa forma.

Analogamente si può introdurre il concetto di **resistenza di irradiazione.**

La resistenza di irradiazione viene definita come quella resistenza che, disposta in serie ad un punto dell'antenna in cui sia presente un ventre di corrente (corrente massima) determina una dissipazione di potenza pari alla potenza irradiata.

Pertanto, la resistenza di irradiazione non ha significato fisico reale; viene citata esclusivamente allo scopo di dare una indicazione circa la quantità di energia irradiata, rispetto a quella dissipata in altre forme.

Se chiamiamo **r** la resistenza ohmica ed **R** la resistenza di irradiazione, la potenza dissipata sotto forma di calore è proporzionale ad **r** (resistenza ohmica) mentre quella irradiata nello spazio è proporzionale ad **R** (resistenza di irradiazione).

Riferendoci sempre al classico dipolo del tipo di figura 10 NP, posto che la lunghezza complessiva del conduttore sia pari a mezza lunghezza d'onda — ossia, che l'antenna lavori in condizioni di risonanza — il valore della resistenza di irradiazione risulta essere di circa 73 ohm. Ciò nel caso in cui non si verifichi alcuna perdita, e con un conduttore infinitamente sottile. Tale valore presuppone anche che l'antenna sia nello spazio libero; bisogna però ricordare che la distanza da terra, a causa delle onde riflesse da quest'ultima, può modificare in maniera, anche drastica il valore teorico.

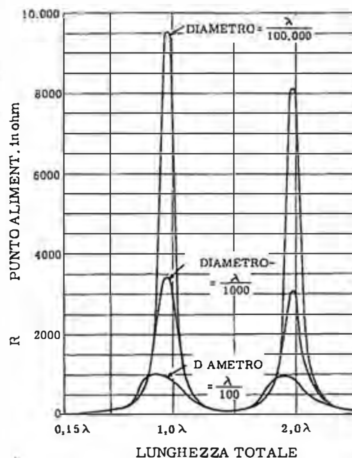


Fig. 11 NP - La resistenza di irradiazione di un'antenna è al sua valore più alto allorché l'antenna è lunga quanto un'intera lunghezza d'onda. Sul valore effettivo influisce notevolmente il diametro del conduttore: più è sottile, maggiore è la resistenza d'irradiazione.

Osserviamo ora il grafico di **figura 11 NP**; vi è rappresentata la resistenza di irradiazione di una antenna in funzione della sua lunghezza. Come si vede, i punti a più alta resistenza di irradiazione si verificano in corrispondenza di multipli interi della lunghezza d'onda o, più esattamente, di valori leggermente inferiori (ciò per la stessa ragione illustrata a proposito della risonanza).

Si potrebbe pensare allora che le migliori condizioni si ottengano con antenne corrispondenti ad una lunghezza d'onda, o a suoi multipli; infatti, il rendimento di un'antenna aumenta con l'aumentare della resistenza di irradiazione rispetto alla resistenza ohmica. In pratica, invece, si raggiungono condizioni anche migliori con antenne a mezza onda.

La ragione di ciò risiede nei seguenti motivi:

1) — la potenza irradiata non è proporzionale in senso assoluto, alla resistenza **R.** Si definisce infatti rendimento di un'antenna il rapporto

$$\alpha = \frac{R}{R + rp}$$

ove **R** è, come sappiamo la resistenza di irradiazione ed **rp** è la resistenza di perdita (somma della resistenza ohmica **r** con le altre resistenze, equivalenti alle perdite di potenza negli isolatori, ed altre cause analoghe). Ora, dato che rp è, in ogni caso, piuttosto bassa — ossia dell'ordine di qualche ohm — anche se R (resistenza di irradiazione) scende a circa 70 ohm, come nel caso delle antenne a mezza onda, il rendimento rimane egualmente buono.

2) — L'irradiazione è migliore, a parità di potenza, quando la corrente è molto alta, e quindi la tensione meno elevata. In queste circostanze, la resistenza di irradiazione risulta bassa, ciò che va incontro alle caratteristiche del tipo a mezza onda.

3) — Occorre tener conto, oltre che di R, anche della reattanza dell'antenna, secondo quanto ora vedremo. La potenza effettivamente irradiata risulta maggiore, infatti, a parità degli altri elementi, in condizioni di reattanza nulla.

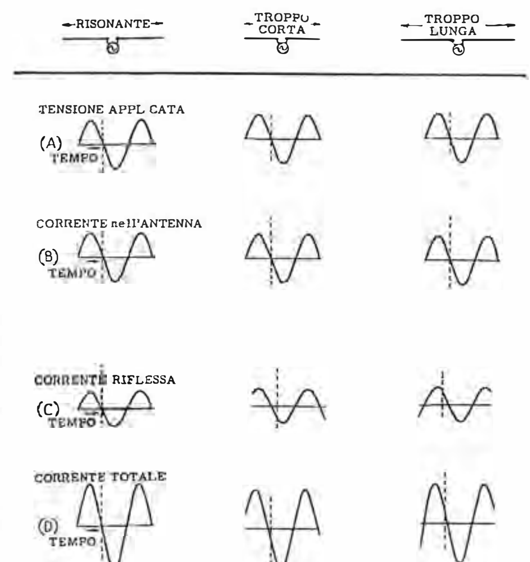


Fig. 12 NP - La corrente iniziale (B) conseguente alla fonte di potenza è in fase con la tensione applicata (A). La corrente riflessa (C) si combina con quella diretta e ne risulta la corrente D ai capi d'alimentazione dell'antenna. Se questa è troppo corta si verifica un effetto capacitivo che anticipa la corrente; se è troppo lunga si ha un effetto induttivo che ritarda la corrente.

REATTANZA

Consideriamo la **figura 12 NP**. In essa è rappresentato il valore — ad un dato istante — della tensione, e della corrente di andata e riflessa, in un dipolo, unitamente alla corrente complessiva risultante.

Quanto sopra, per tre casi: in condizione di perfetta risonanza; con antenna troppo corta; con antenna troppo lunga.

Come si può notare, la corrente complessiva è — nel caso della risonanza — in fase con la tensione.

Se l'antenna è **troppo lunga**, invece, la corrente segue la tensione di un certo angolo di sfasamento; si ha quindi la presenza di una **reattanza induttiva** nel circuito. Ricordiamo, infatti, che nelle induttanze la corrente segue la tensione di 90°.

Nel caso dell'antenna **troppo corta**, viceversa, è la tensione che viene dopo la corrente, proprio come con i condensatori: si determina pertanto una certa **reattanza capacitiva.**

Più alta è la reattanza — induttiva o capacitiva — rispetto alla resistenza di irradiazione, più alta è la quantità di energia che, invece di venire emessa nello spazio risulta riflessa verso il generatore. Spesso si determinano seri guasti negli stadi finali dei trasmettitori allorché l'antenna non si trova in condizioni di risonanza, vale a dire di assorbimento.

Il fatto che in presenza di componenti reattivi parte della potenza non venga irradiata e torni verso il generatore, è da collegarsi a quanto detto a proposito delle condizioni di risonanza. Infatti, la massima irradiazione corrisponde alle condizioni in cui le grandezze elettriche del circuito subiscono gli sbalzi più bruschi, ossia alla risonanza. Fuori risonanza l'irradiazione diminuisce e corrispondentemente aumenta la reattanza che provoca la retrocessione dell'energia non irradiata.

Anche il rapporto tra la reattanza e la resistenza di irradiazione (R) è perciò molto importante ai fini della potenza effettivamente trasformata in onde elettromagnetiche.

Alla **figura 13 NP** si può osservare l'andamento della reattanza in funzione della lunghezza dell'antenna. Come si vede, la reattanza si annulla in corrispondenza delle condizioni di risonanza, ossia poco prima di ogni multiplo di mezza lunghezza d'onda.

La reattanza viene indicata positivamente o negativamente, secondo che si tratti di reattanza induttiva o di reattanza capacitiva.

Se confrontiamo la figura 11 NP con la figura 13 NP, vediamo che la resistenza di irradiazione (prima figura) è molto elevata per un'antenna corrispondente ad una lunghezza d'onda, ma nelle stesse condizioni, tuttavia, anche la reattanza (seconda figura) è notevole.

Nel caso di antenna pari a mezza lunghezza d'onda (non nelle figure) la resistenza di irradiazione è più bassa che nel caso di onda intera però, in tal caso, la reattanza scende pressoché a zero (mentre con l'onda intera è notevole); di conseguenza, si raggiungono spesso condizioni migliori con l'antenna a mezza onda che non con quella ad onda intera (oltre al vantaggio di una realizzazione meno onerosa ed ingombrante).

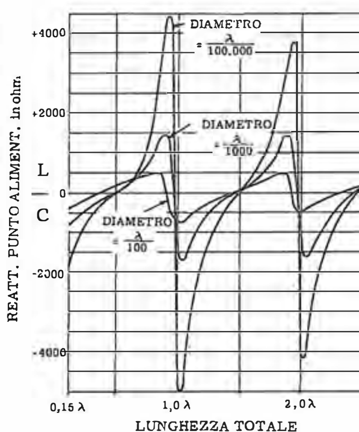


Fig. 13 NP - La reattanza di un'antenna — che provoca retrocessione dell'energia — risulta pari a zero in condizioni di risonanza e, fuori risonanza può essere induttiva (+) o capacitiva (—) a seconda che l'antenna sia troppo lunga o troppo corta. Si noti, anche qui, l'influenza del diametro del conduttore

Nelle due ultime figure citate è interessante rilevare anche l'importanza che riveste il diametro del conduttore usato: in ogni figura i dati sono riferiti in relazione a tre tipi (diametri) di conduttori messi in relazione al loro rapporto rispetto alla lunghezza d'onda. Si constata la notevole differenza di valori resistivi (di irradiazione) e reattivi, che si verificano tra conduttori sottili (valori alti) e conduttori grossi.

Direttività e diagrammi

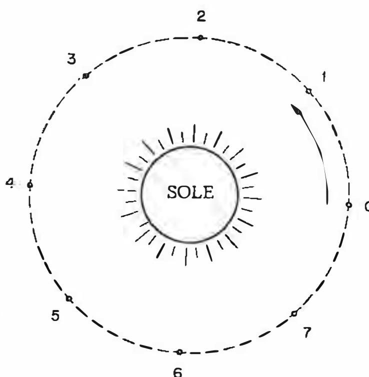
Ci siamo sinora occupati delle condizioni necessarie a che un'antenna irradî la massima energia, indipendentemente dalle direzioni in cui tale energia viene irradiata. In realtà le onde elettromagnetiche vengono emesse da un'antenna con intensità diversa nelle diverse direzioni. In alcune direzioni l'intensità può essere addirittura pari a zero mentre in altre può risultare di valore molto elevato.

Ciascuna antenna ha — a questo proposito — sue caratteristiche particolari denominate **proprietà direttive.**

Per stabilire le proprietà direttive di un'antenna — che vengono sempre vantaggiosamente utilizzate — si ricorre al confronto con l'intensità di irradiazione della cosiddetta antenna **isotropica.** Questa antenna, che nella realtà non può essere attuata ed è perciò chiamata in causa solo per facilitare l'illustrazione del fenomeno, è quella le cui caratteristiche sono tali da assicurare una eguale irradiazione in tutte le direzioni.

Una significativa sorgente isotropica di irradiazione può essere considerato, ad esempio, il sole. Supposto che un dispositivo di misura si muova attorno ad esso (vedi **figura 14 NP**) secondo un cerchio, in qualsiasi punto lungo il cerchio la distanza tra l'apparecchiatura di lettura ed il sole è sempre la stessa: anche l'entità dell'irradiazione rilevata resta la stessa. Pertanto, se vogliamo rappresentare con un grafico ad ascisse ed ordinate una situazione simile, arriviamo alla stesura riportata in **figura 15 NP.**

Fig. 14 NP - Misurando in più punti diversi, equidistanti da una sorgente di energia, l'irradiazione presente, e trovando pari intensità, avremo una sorgente isotropica.



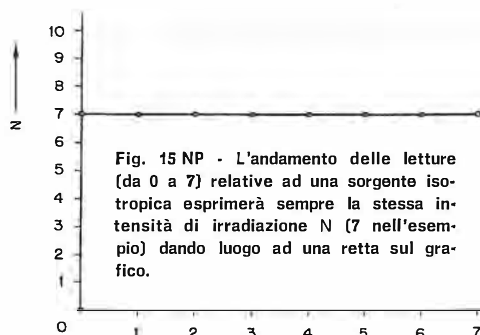


Fig. 15 NP - L'andamento delle letture (da 0 a 7) relative ad una sorgente isotropica esprimerà sempre la stessa intensità di irradiazione N (7 nell'esempio) dando luogo ad una retta sul grafico.

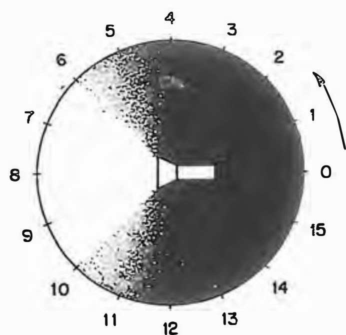


Fig. 16 NP - Se la fonte di energia (in questo caso « torcia ») emette più irradiazioni in una direzione che non verso altre, non si è più in presenza di una fonte isotropica; è il caso delle antenne reali.

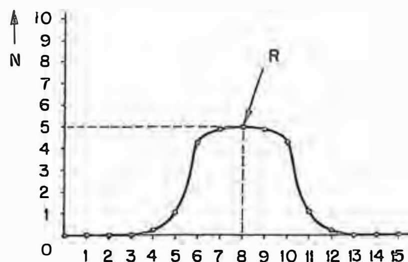


Fig. 17 NP - Una fonte non isotropica porterà al diagramma di cui sopra. Esso non è più una retta in quanto riflette le diverse intensità, corrispondenti tanto al massimo (R) in direzione di 8 quanto a valori intermedi e valore 0. Questo grafico, se riferito ad un'antenna è il suo diagramma di irradiazione.

Se, a differenza di quanto sopra, una fonte di irradiazione emette maggiore energia in una direzione che non in altre (**figura 16 NP**) allora il grafico che illustra la situazione diventa quello della **figura 17 NP**; la sorgente è detta, in questo caso, anisotropica.

I grafici testé visti corrispondono al **diagramma di irradiazione** della fonte e nel caso si tratti di antenne sono una loro caratteristica atta a stabilirne in modo adeguato le proprietà direttive.

L'antenna, per principio, irradia in tutte le direzioni perciò bisogna anzitutto farsi il concetto che la figura, immaginaria, che indica nei diversi punti l'intensità irradiata è tridimensionale. Essa è costruita in modo tale — come si è visto — che, presa in considerazione una qualunque direzione di irradiazione, la lunghezza del segmento che unisce, in tale direzione, l'antenna alla superficie esterna della figura, è proporzionale all'intensità del campo che l'antenna irradia in quella direzione.

Forse è bene ricordare quanto si è precisato all'inizio sulla reciprocità delle antenne in funzione trasmittente e ricevente; tutto ciò che ora si è detto citando l'irradiazione è da considerarsi valido anche per l'effetto di « raccolta » del segnale (ricezione).

Se il ricevitore viene considerato infatti, come « carico » applicato all'antenna, stante che l'energia è in questo caso (ricezione) quella che l'onda in arrivo provoca nel conduttore, ci si trova evidentemente in condizioni analoghe sotto ogni punto di vista, a quando l'energia è invece prodotta localmente per essere irradiata. La differenza sta solo nel fatto che in un caso l'energia va dal trasmettitore all'antenna e nell'altro, dall'antenna al ricevitore ma, l'antenna presenta ovviamente sempre le stesse caratteristiche elettriche.

Tornando al concetto dell'antenna isotropica è evidente che il suo diagramma di irradiazione non può essere che a forma di sfera, sfera che avrà nel suo centro l'antenna stessa.

Si è detto che i diagrammi di irradiazione sono tridimensionali; non è possibile quindi rappresentarli qui adeguatamente mediante un'illustrazione a due dimensioni, tuttavia pensiamo che la **figura 18 NP** indichi in maniera sufficientemente chiara che il reale diagramma, intersecato da un piano passante per il centro della sfera (se l'antenna è isotropica) può essere fatto corrispondere alla circonferenza riprodotta in alto della figura.

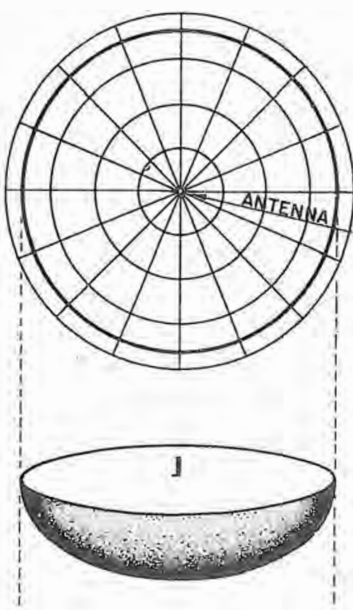


Fig. 18 NP - L'antenna isotropica da luogo, in ogni senso, ad un diagramma polare come quello riprodotto in alto; se si tratta invece di un dipolo reale questa figura è valida solo sul piano orizzontale mentre per il piano verticale si formano due lobi, come si può vedere nella pagina di fronte.

Vediamo ora come si possono stabilire i diagrammi di irradiazione di antenne reali. Essi si tracciano in base al confronto con un'antenna isotropica che irradi complessivamente la medesima potenza.

Il diagramma sarà ancora una figura solida ma non più la classica sfera di cui si è detto. In altri termini, in quelle direzioni per le quali l'irradiazione è pari a quella dell'antenna isotropica si verifica coincidenza tra la posizione riferita all'antenna isotropica e quella relativa all'antenna reale, mentre nelle direzioni in cui l'intensità irradiata dall'antenna in esame è maggiore, i suoi punti oltrepassano la sfera: il contrario avviene per direzioni che vedono un'intensità inferiore.

La conferma di quanto testè detto la si rileva in **figura 19 NP**. Qui, un'antenna reale (un dipolo, per la precisione) da luogo ad irradiazione che è messa in evidenza dal suo diagramma caratteristico. Assieme ad esso è riportato, con linea tratteggiata, la sezione della sfera (antenna isotropica).

Nelle direzioni AB l'intensità di irradiazione, come si vede, è eguale a quella dell'antenna isotropica; nelle direzioni AC (angolo di irradiazione di 0°) l'intensità è zero. Nelle direzioni AD l'intensità è massima. In sostanza, per angoli di irradiazione inferiori a β l'intensità è minore di quella dell'antenna isotropica corrispondente, mentre per angoli più grandi è maggiore.

Come si è premesso, la figura non rappresenta l'intero diagramma (che è tridimensionale) bensì la sua intersezione su di un piano. Nonostante ciò, la raffigurazione è sufficiente a caratterizzare le proprietà direttive del dipolo, dato che queste sono simmetriche; di conseguenza si può immaginare di far ruotare su se stessa la retta a - a' (C = direzione del conduttore che funge da antenna) per sviluppare attorno ad essa tutta la consistenza della figura tridimensionale (**figura 20 NP**).

Il dipolo cui si riferisce la figura 19 NP si intende a risonanza su mezza onda, vale a dire come lo si è visto in figura 10 NP. Se le dimensioni dell'antenna corrispondono alla risonanza per l'intera onda, il diagramma di irradiazione muta; esso assume l'aspetto a quattro lobi riportato dalla **figura 21 NP**. Pertanto, le proprietà direttive dell'antenna variano sensibilmente al variare della sua lunghezza.

Il fatto è dovuto alle relazioni di fase che si stabiliscono tra i ventri di corrente allorché questi, per la lunghezza dell'antenna, sono più di uno. Nell'antenna a piena onda i ventri sono due (distanti un quarto d'onda da ciascuna estremità); le relazioni di fase che intervengono portano appunto alla formazione dei 4 lobi di direttività in luogo dei 2 dell'antenna a mezza onda.

Antenne pari a un'onda e mezza, a due onde, ecc. presentano naturalmente, altri diagrammi caratteristici.

I diagrammi così come essi appaiono nelle figure testé viste si intendono validi se il dipolo è molto lontano da qualsiasi corpo solido, praticamente se esso è immerso nello spazio vuoto. In effetti, ogni superficie solida nelle vicinanze modifica le proprietà direttive alterando i diagrammi teorici; essa determina la riflessione di tutte o di parte delle onde irradiate.

Se la superficie è, ad esempio, il terreno sottostante l'antenna, vengono riflesse le onde irradiate verso il basso e si verifica quanto prospetta la **figura 22 NP.** Le onde riflesse, da C si dirigono anch'esse verso lo spazio, nella stessa direzione delle onde dirette ma ad un certo momento interagiscono con queste. In certi punti si verificherà la somma delle onde, se queste risulteranno in fase, mentre in altri punti si verificherà uno sfasamento più o meno pronunciato; laddove si determina netta opposizione

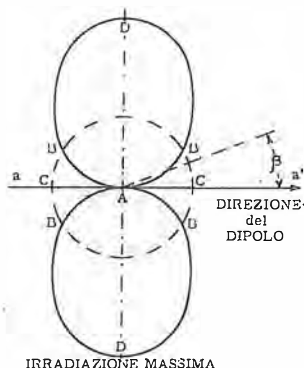


Fig. 19 NP - Diagramma di irradiazione di un dipolo confrontato con quello relativo all'antenna isotropica (zona in grigio). Come si vede vi sono due direzioni di intensità superiore a quella isotropica e due direzioni a intensità nulla.

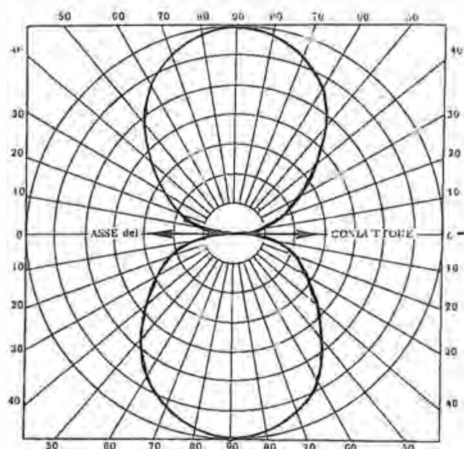


Fig. 20 - Il diagramma della figura precedente completato con indicazioni di riferimento e, qui sopra, con una rappresentazione tridimensionale dell'irradiazione. È evidente la forma dei due lobi se si immagina di sezionare, dall'alto al basso, quest'ultima figura.

le onde si annullano a vicenda.

Nel calcolo teorico dei diagrammi di irradiazione si tiene sempre conto dell'« antenna immaginaria », che in figura è costituita dal punto B.

Dal momento che la superficie terrestre è quella che, praticamente sempre, apporta le principali modifiche alla figura tridimensionale risulta molto utile considerare le figure corrispondenti all'intersezione sia del piano verticale che di quello orizzontale. In casi particolari, per uno studio più approfondito, si considerano anche intersezioni con piani aventi inclinazioni intermedie.

Per concludere, diremo che si definisce **guadagno di potenza** l'incremento del segnale irradiato (o captato) dall'antenna in una direzione privilegiata rispetto alla potenza che si riscontrerebbe in quella direzione se il radiatore fosse isotropico. Così rapportato esso può essere visto come « guadagno assoluto » (la sigla della potenza definita per tale rapporto è **e.i.r.p.**); dal momento però che l'antenna isotropica è solo concettuale, irrealizzabile materialmente, si è fatta una scelta più pratica prendendo a riferimento il dipolo a mezza onda. Il guadagno allora diventa un « guadagno relativo »; la sigla che definisce la potenza in tal caso è **e.r.p.** e risulta ovviamente, più bassa di quella e.i.r.p. in quanto il dipolo già presenta per suo conto un guadagno di 1,64 volte (pari a 2,15 dB) nei confronti dell'antenna isotropica (vedi figura 19 NP).

Le linee di trasmissione

Ricevitori e trasmettitori si trovano, pressoché sempre, ad una certa distanza dall'antenna di cui necessitano; fanno solo eccezione alcune apparecchiature portatili nelle quali l'antenna è costituita da elementi innestati sulla custodia dell'apparecchio stesso (spesso si tratta di antenne « a stilo ») oppure l'elemento di captazione è una grossa bobina d'induttanza con nucleo in ferrite, anch'essa collocata sull'apparecchio.

Per collegare l'apparecchiatura all'antenna ci si deve valere di una linea elettrica, di un mezzo cioè che trasporti la radiazione dell'antenna al ricevitore o, con funzione analoga, dal trasmettitore all'antenna.

La linea in questione è meglio compresa se essa è vista come un circuito; del resto, abbia-

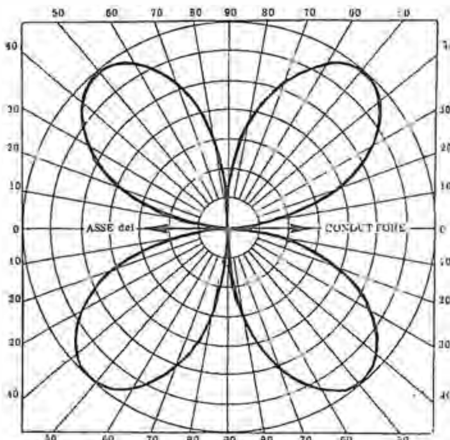


Fig. 21 NP - Il diagramma di irradiazione cambia in relazione al rapporto lunghezza antenna : lunghezza d'onda. Se per l'antenna a mezza onda è quello della figura precedente, per un'antenna a onda intera diventa quello a fianco. Ciò è dovuto al diverso numero di nodi e ventri.

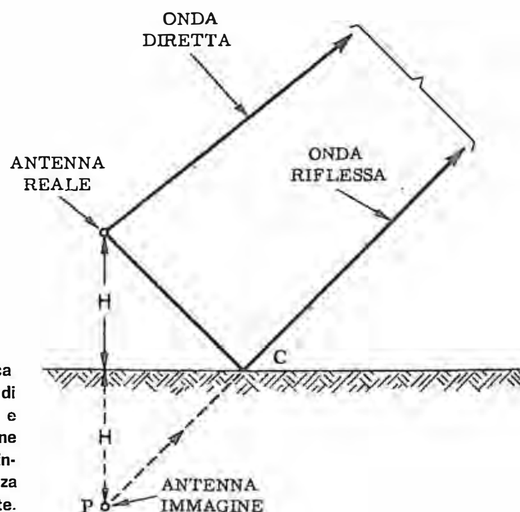


Fig. 22 NP - La presenza del suolo modifica per la sua riflessione i diagrammi teorici di irradiazione. A distanza l'onda diretta e quella riflessa possono trovarsi in relazione diversa di fase per cui vi può essere rinforzo o indebolimento del segnale. L'altezza dell'antenna (H) sul suolo è determinante.

,no già constatato che anche l'antenna è un circuito, quindi si tratta di collegare circuito a circuito.

Sappiamo bene che qualsiasi conduttore presentante una lunghezza fisica apprezzabile rispetto alla lunghezza d'onda del segnale che deve percorrerlo (pari a una lunghezza, o mezza lunghezza, ecc.) emette, in presenza del segnale, onde elettromagnetiche; esso è, o diviene, da questo punto di vista, un'antenna.

È chiaro che una buona linea destinata a **trasferire il segnale** (linea di trasmissione) non deve assolutamente presentare il suddetto genere di fenomeno perché il fatto diventa in tal caso una vera e propria dispersione d'energia. Ci si deve preoccupare — inoltre — nei riguardi della linea di trasmissione, della sua resistenza ohmica perché è anch'essa causa di perdita in quanto tende a trasformare in calore parte dell'energia.

UN SOLO CONDUTTORE

Anche un singolo conduttore può svolgere il compito di linea di trasmissione; in questo caso il percorso di « ritorno » è rappresentato dal collegamento di terra. In effetti, questo sistema una volta in uso (antenne dette « a presa calcolata ») è oggi pressoché abbandonato in quanto, tra l'altro, risulta sempre molto difficile reperire sull'antenna vera e propria il punto esatto al quale collegare (coincidenza d'impedenza) il conduttore di discesa. Si preferiscono perciò le linee a due conduttori.

In quest'ultimo caso è abbastanza facile far sì che i campi elettromagnetici di un conduttore annullino quelli dell'altro evitando di conseguenza l'irradiazione: il campo determinato da uno dei conduttori è pari di intensità — ma di segno opposto — a quello determinato dall'altro.

A DUE CONDUTTORI PARALLELI

Ecco in **figura 23 NP** una possibile disposizione dei due conduttori costituenti una linea di trasmissione. Essi devono essere paralleli, e le correnti che li percorrono (I_1 ed I_2) devono fluire in direzioni opposte. Se la corrente che si ha al punto **A**, ha lo stesso valore di quella presente al punto **B**, i campi rispettivi sono eguali nell'intensità ma — dato che le due correnti fluiscono in direzione opposta — il campo creato da 1, si trova in opposizione di fase (180°) rispetto a quello determinato da I_2.

Tra i due conduttori esiste, ovviamente, una certa distanza (« d » in figura). Ora, dal momento che i campi magnetici si propagano con una determinata velocità (sappiamo che, nell'aria essa è pari a quella della luce), il campo presente ad un certo istante (in un dato punto) dipende da valori di corrente relativi ad istanti precedenti. Così, ad esempio, nel punto A il campo dipende sì dalla corrente I_1 per un dato istante considerato, ma per quel che si riferisce alla corrente (opposta) I_2 dipende (dato il tempo per attraversare « d ») da un istante già passato, vale a dire precedente.

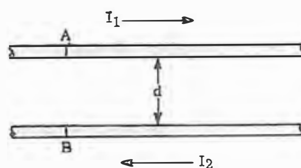


Fig. 23 NP - In una linea di trasmissione a conduttori paralleli i due flussi di pari intensità ma di fase opposta si annullano vicendevolmente. Bisogna però ricordare che la distanza provoca uno sfasamento, a volte — per le frequenze molto alte — non accettabile

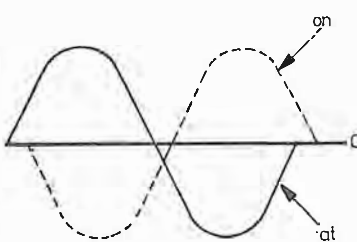


Fig. 24 NP - Supposto che C sia uno dei conduttori della linea si vede come l'irradiazione (on) dell'altro conduttore non sia in perfetta opposizione di fase all'irradiazione (at) del conduttore in questione: lo sfasamento è dovuto al tempo necessario all'onda per trasferirsi dall'uno all'altro.

Supponiamo che le correnti I_1 ed I_2 siano alternate così come a noi interessa poiché ci occupiamo di segnali a radiofrequenza. Durante l'intervallo di tempo in cui un campo generato in B si trasferisce in A, la corrente I_1 si è leggermente spostata di fase, e quindi il campo che essa genera non è in realtà (**figura 24 NP**) del tutto eguale e perfettamente opposto all'altro, come era nelle premesse. Solo se i due conduttori occupassero la medesima posizione (il che è impossibile in quanto trattasi di due conduttori separati) si avrebbe la perfetta opposizione di fase.

Per rimediare all'inconveniente accennato si ricorre ad un compromesso, il che significa che si cerca di far sì che i due campi siano quanto più prossimi possibili riducendo al minimo la distanza « d » tra i conduttori; ciò, compatibilmente con le esigenze meccaniche e le altre esigenze elettriche della linea.

Benché al diminuire di « d » ci si avvicini alle condizioni ideali, dato che lo sfasamento di cui si è parlato diminuisce, è tuttavia sempre presente una certa irradiazione in quanto i campi generati dalle due correnti non si annullano mai totalmente.

Supponiamo che « d » sia eguale a 10 cm, e che la frequenza del segnale sia di 1MHz; calcoliamo lo sfasamento che la distanza tra i conduttori introduce.

Posto che i due conduttori siano immersi nell'aria, il campo generato in B da I_2 impiegherà — per giungere in A — un tempo:

$$t = d : c$$

ove c è la velocità di propagazione delle onde elettromagnetiche nell'aria (3×10^{10} cm/s). Sostituendo, si ottiene:

$$t = \frac{10}{3 \times 10^{10}} = \frac{1}{3} \times 10^{-9} \text{ secondi,}$$

ossia 1/3 000 di microsecondo.

Dato che il periodo corrispondente alla frequenza di 1 MHz è di 1µs, ne deriva che in 1/3 000 di µs il segnale compie 1/3 000 di ciclo, corrispondente a circa 1/8 di grado di spostamento di fase. Si può pertanto affermare che, alla frequenza di 1 MHz la distanza di 10 cm apporta uno sfasamento supplementare, aggiungentesi a quello originale dovuto alla opposizione del flusso delle correnti, di circa 1/8 di grado; esso, in queste condizioni può essere considerato del tutto trascurabile.

Vediamo però, ora, quanto avviene se la frequenza di lavoro anziché di 1 MHz è di 60 MHz. Rifacendo lo stesso calcolo si trova che l'angolo di spostamento di fase sale a 7° e 12', ossia esso diventa già di entità rilevante.

A 200 MHz infine, l'angolo raggiunge i 25° circa ed è quindi tale da alterare completamente il rapporto tra i due campi per cui l'effetto di annullamento reciproco è compromesso e si verifica solo in parte.

Dagli esempi riportati risulta che è della massima importanza il rapporto tra la distanza « d » e la lunghezza d'onda del segnale. Esso deve essere — affinché il desiderato annullamento reciproco risulti sufficiente — inferiore ad 1/100; ciò vuol dire che « d » deve essere inferiore all'1% della lunghezza d'onda. Operando a 20 MHz (lunghezza d'onda pari a 15 m) la distanza massima tra i due conduttori deve essere di 15 cm, corrispondenti ad un angolo di spostamento della fase di 3° e 36'.

Le linee di trasmissione del tipo di quella illustrata alla figura 23 NP sono denominate **linee a conduttori paralleli** e sono state, in passato, assai impiegate per accoppiamenti alle antenne di apparecchiature d'amatori funzionanti sulle gamme delle onde metriche.

Il loro impiego però non è più consigliabile se la frequenza di lavoro è nella banda delle UHF; anche disponendo i due conduttori molto vicini, lo sfasamento residuo tra di essi di cui si è detto, abbiamo visto come faccia sentire marcatamente i suoi effetti; le perdite per irradiazione divengono allora considerevoli.

Queste linee, in aria (**figura 25 NP**) sono invece, molto usate nelle stazioni di radiodiffusione ad onde medie e corte, nonché negli impianti fissi di molti radioamatori. Invero, esse sono assai semplici ed introducono per quelle frequenze perdite minime.

Per mantenere costante la distanza « d » lungo tutta la linea si possono usare opportuni distanziatori (vedi figura) in materiale buon isolante, disposti ad una certa distanza fissa l'uno dall'altro. Per il resto, i conduttori rimangono immersi nell'aria: da qui il nome di linee con « isolamento ad aria ».

I conduttori possono essere, secondo un'altra soluzione, completamente immersi in un isolante solido che li mantiene alla distanza voluta e contemporaneamente li protegge da contatti accidentali con l'esterno. Si ottiene così quel tipo di linea di trasmissione che ben conosciamo col nome di « piattina »; la linea allora, è detta a « dielettrico solido ».

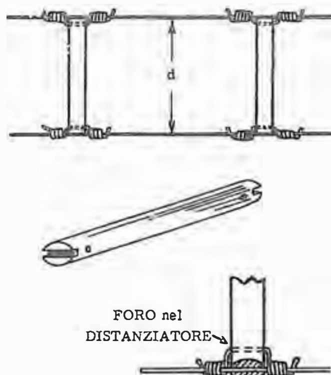


Fig. 25 NP - Nelle linee dette « ad aria » la distanza « d » tra i conduttori deve tener conto della frequenza massima di lavoro. Si impiegano, per distanziare uniformemente i fili, bastoncini ceramici scanalati e forati alle estremità. Il conduttore viene ancorato come illustrato nel dettaglio.

LINEE BIFILARI A ISOLAMENTO ARIA

Gli spaziatori isolanti della linea (figura 25 NP) devono trovarsi non molto distanti l'uno dall'altro affinché i due conduttori rimangano ben distesi e non si spostino dalla posizione obbligata: quest'ultima evenienza porterebbe a variazioni di capacità per unità di lunghezza.

I valori di impedenza caratteristica che si ottengono con la linea di trasmissione in questione sono dell'ordine dei 600 ohm.

L'impedenza si calcola mediante la formula:

$$Z = 276 \times \log \frac{d}{r}$$

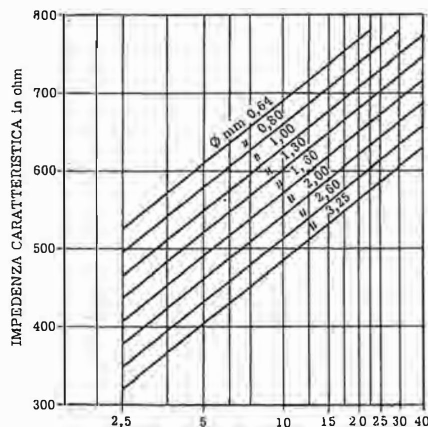
nella quale Z è appunto l'impedenza caratteristica che si vuol conoscere o ottenere, « d » è la già citata distanza tra i due conduttori (o meglio, tra i loro assi), ed « r » è il raggio di un conduttore. Non hanno importanza le unità di misura in cui si esprimono « d » ed « r », purché esse siano eguali in entrambi i fattori. Ciò perché, ai fini della determinazione dell'impedenza, importano non i valori specifici presi separatamente, ma il loro rapporto.

Come si vede dalla formula, per calcolare l'impedenza caratteristica bisogna far uso delle tavole dei logaritmi. Mediante il diagramma di **figura 26 NP** si può però ottenere tale valore in modo molto semplice e senza alcun calcolo.

Si ricerca — sull'asse delle ascisse — il valore della distanza tra i due conduttori corrispondente al caso in esame e, successivamente si traccia una verticale sino ad intersecare la linea inclinata che corrisponde al diametro dei conduttori. Da questo punto di intersezione si traccia una retta orizzontale che, a sinistra, sull'asse delle ordinate, ci farà conoscere il valore dell'impedenza caratteristica.

Naturalmente si può procedere in modo inverso per conoscere la distanza da adottare tra i conduttori per un'impedenza ed un diametro dei fili voluto.

Fig. 26 NP - Questo diagramma permette di conoscere l'impedenza caratteristica di una linea di alimentazione del tipo « aria » in base al diametro dei due conduttori impiegati ed alla distanza che li separa: quest'ultima è espressa in cm sull'ascisse. Naturalmente, noti due dei valori si può sempre pervenire al terzo, incognito.



In alcuni casi, quando si vuole ottenere un'impedenza alquanto bassa, si usano linee a quattro conduttori, disposti come se si trovassero ai vertici di un quadrato, così come accennato in **figura 27 NP**.

È necessario che i due conduttori della linea siano rispetto al suolo in condizioni di eguali caratteristiche; può accadere, qualche volta, che il percorso obbligato non consenta ciò. In altri termini, la presenza del suolo potrebbe influenzare in modo diverso (distanza diversa) i due fili, ciò che altererebbe il bilanciamento. Si può rimediare all'inconveniente alternando la posizione dei conduttori con il dispositivo riprodotto in **figura 28 NP.**

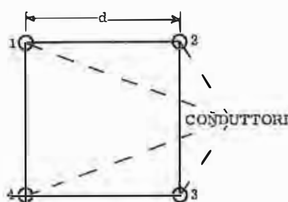


Fig. 27 NP - Quando l'impedenza della linea a due conduttori risulta, in relazione ai dati costruttivi, troppo alta si può ricorrere ad una linea a 4 fili. L'aumento della capacità distribuita abbassa l'impedenza. Ai due estremi della linea 1 è connesso con 3 e 2 è connesso con 4.

LINEE BIFILARI A ISOLAMENTO SOLIDO

Nelle linee a dielettrico solido i conduttori sono mantenuti nella posizione desiderata, come abbiamo visto, grazie alla loro completa immer-

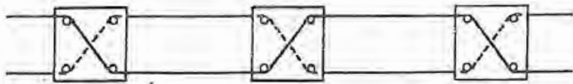
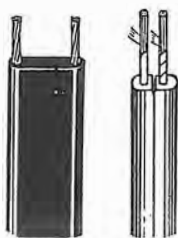


Fig. 28 NP - Alternando in maniera simmetrica il percorso dei due conduttori di una linea di alimentazione nei riguardi della distanza da terra si compensano gli effetti negativi (di sbilanciamento) che potrebbero sorgere da un percorso continuo di uno di essi.

sione in un mezzo dielettrico ad alto potere isolante e a basse perdite, solitamente costituito da tipi particolari di materie plastiche.

Pur presentando perdite leggermente superiori al tipo con isolamento aria, le linee a dielettrico solido sono spesso preferite per la loro semplicità e flessibilità di installazione nonché per una certa sicurezza della struttura meccanica. Inoltre, mentre le linee ad aria devono, di solito, essere realizzate sul posto all'atto dell'installazione, quelle a dielettrico solido sono facilmente trasportabili (cavi) e si possono curvare agevolmente per soddisfare eventuali esigenze pratiche.



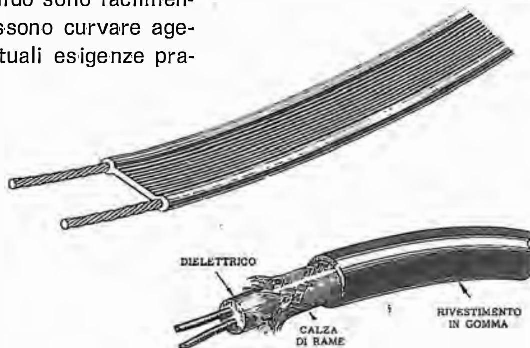


Fig. 29 NP - Linee bilanciate, a due conduttori, con isolamento solido. Vengono fabbricate con distanza tra i fili — che sono quasi sempre a treccia — tale da conferire loro i valori di impedenza standardizzati: 52, 75 e 300 ohm. Il loro impiego non è più molto frequente.

A loro sfavore oltre al già accennato inconveniente della maggiore perdita, sta anche una più pronunciata influenzabilità da parte delle condizioni atmosferiche. Le variazioni di temperatura o di umidità dell'ambiente possono, ad esempio, provocare notevoli variazioni nelle proprietà del dielettrico: di conseguenza, la capacità per unità di lunghezza risulta alterata, ciò che provoca variazioni dell'impedenza caratteristica. L'influenzabilità da parte degli agenti atmosferici può essere in buona parte eliminata ricoprendo le linee con sostanze impermeabili.

Le linee bifilari a dielettrico solido sono state per diverso tempo le più usate in ricezione, specialmente per il collegamento d'antenna all'entrata dei ricevitori a modulazione di frequenza domestici nonché dei ricevitori televisivi. In **figura 29 NP** sono visibili quattro diverse esecuzioni, differenziate dalla distanza esistente tra i conduttori e, di conseguenza nell'impedenza caratteristica: una di esse è caratterizzata da una protezione schermante.

LINEE A CONDUTTORI COASSIALI

Come si è visto è impossibile sopprimere completamente l'inconveniente dell'irradiazione della linea se questa è a conduttori paralleli; se però i due conduttori si conformano alla nota configurazione coassiale — vale a dire uno a forma cilindrica cava, racchiudente l'altro nel suo interno — allora l'irradiazione esterna è veramente eliminata. Il lettore già sa che vogliamo riferci alla **linea cossiale**; l'argomento — così come quello dei conduttori paralleli, del resto — è già stato visto sotto un altro aspetto, quello della risonanza.

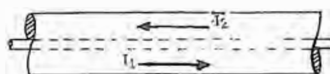


Fig. 30 NP - Alla base del principio di funzionamento di una linea coassiale sta l'opposto andamento della corrente I1 e della corrente I2 che dà luogo ad opposti campi magnetici bilanciantesi. La linea è asimmetrica e quasi sempre autoschermante.

Ricordiamo allora che la corrente che scorre attraverso il conduttore interno (**figura 30 NP**) determina un campo elettromagnetico che viene bilanciato da quello generato dalla corrente che percorre il conduttore esterno, né più né meno, sotto questo punto di vista di quanto accade con le linee parallele.

La corrente del conduttore esterno però scorre solo su di un leggero spessore in corrispondenza della sua superficie interna e ciò per l'effetto « pelle »; inoltre, essendo la parte esterna collegata quasi sempre a massa si verifica un'azione schermante che impedisce l'irradiazione di campi eventualmente stabiliti all'interno.

In base a quanto detto, non è, in questo caso, essenziale — ai fini della diminuzione di irradiazione — la distanza tra conduttore interno ed esterno. Essa è comunque importante per altre ragioni (isolamento, perdite dielettriche, frequenza, ecc.) in particolar modo per l'impedenza propria della linea stessa.

Analogamente a quanto si è detto per l'identificazione del tipo di linea con conduttori paralleli (ad aria o a dielettrico solido) si possono classificare i cavi coassiali, anch'essi, ad aria o a dielettrico solido. Ben inteso esisteranno sempre all'interno del cavo dei supporti solidi (così come esistono, in funzione di distanziatori, nelle linee a due conduttori) ma la prevalenza dell'isolamento, nei tipi detti ad aria, sarà costituita sempre da quest'ultima, o comunque da un gas.

COASSIALI AD ISOLAMENTO ARIA

In questo caso si tratta quasi sempre di soluzioni legate alle esigenze d'impiego di trasmettitori: il conduttore esterno è rigido (tubo in rame, ad esempio) e i distanziatori sono presenti nel numero minimo necessario a non compromettere la perfetta equidistanza tra il tubo ed il filo centrale.

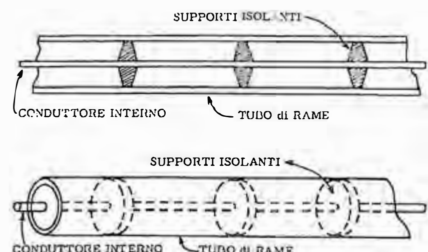


Fig. 31 NP - Allorché è in giuoco una certa potenza (trasmettitori) la linea coassiale è rigida prevalendo l'impiego di tubi metallici quali conduttori esterni. In questo caso è anche possibile migliorare la qualità del dielettrico immettendo del gas secco.

Le perdite di queste linee potrebbero derivare anche da infiltrazioni di umidità; per questo motivo si arriva, negli impianti professionali, all'impiego di gas anidro all'interno, mantenuto in leggera pressione mediante un compressore o bombole: ogni possibile ingresso viene sigillato.

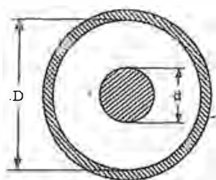
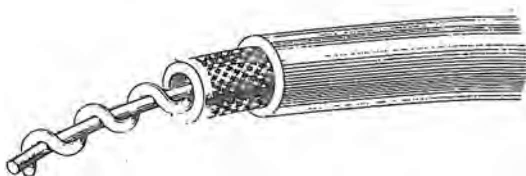


Fig. 32 NP - Linea coassiale vista in sezione con indicazione dei due valori (diametri) che ne determinano l'impedenza in base al loro rapporto.

Si tratta, invero, di una linea costosa sia nell'impianto che nell'esercizio, la quale però presenta il vantaggio di introdurre perdite molto piccole grazie alla bonta del dielettrico che viene ad essere costituito in gran parte da un gas secco.

La **figura 31 NP** mostra in modo assai chiaro la struttura di principio dei coassiali in aria, Per conoscerne l'impedenza caratteristica si veda in **figura 32 NP** la sezione trasversale; l'impedenza si calcola con gli elementi ivi indicati e la formula è:

$$Z = 138 \log \frac{D}{d}$$



dove « D » è, come si vede, il diametro del conduttore tubolare (misurato all'interno) e « d » il diametro del conduttore centrale.

Anche in questo caso riproduciamo un diagramma (**figura 33 NP**) che ci consente — noti i due diametri — di ottenere il valore di impedenza senza calcolo. Trovato soltanto il rapporto tra « D » e « d » si immagina di tracciare una verticale dopo averlo riscontrato sulla retta delle ascisse; la verticale incontrerà la retta inclinata e dal punto di intersecazione tracciando, verso sinistra un'orizzontale si giungerà a leggere sull'asse delle ordinate il valore di impedenza.

Tra le diverse soluzioni escogitate per trattenere nella giusta posizione centrale il conduttore segnaliamo quella di cui a **figura 34 NP**: il supporto è qui rappresentato da una spirale continua di materiale isolante con la quale si viene a formare un tipo di cavo che può essere considerato intermedio tra quelli a dielettrico aria e quelli — che ora vedremo — a dielettrico solido.

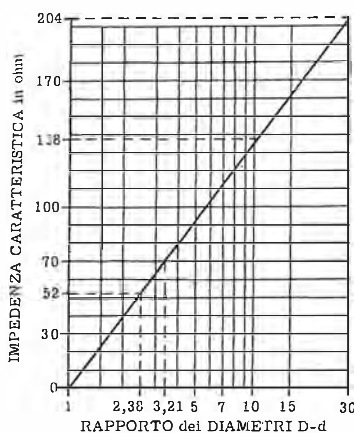


Fig. 33 NP - Diagramma che permette di conoscere rapidamente l'impedenza di un cavo coassiale in aria, in base al rapporto dei due diametri: sono accennati, con linee tratteggiate, alcuni esempi.

Fig. 34 NP - Questo tipo di coassiale è caratterizzato dalla spirale isolante nonché da una protezione esterna; si avvicina ai tipi a dielettrico solido dei quali ha il pregio della flessibilità ma, rispetto ai quali, è migliore come dielettrico.

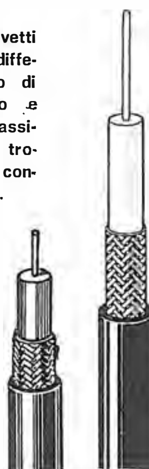


Fig 35 NP - I cavetti coassiali correnti differiscono per il tipo di isolante impiegato e per il diametro massimo; solitamente si trovano in commercio contraddistinti da sigle.

COASSIALI AD ISOLAMENTO SOLIDO

Questi tipi (**figura 35 NP**) sono oggigiorno i più diffusi, in particolar modo perché sono, tra l'altro, assai economici essendo prodotti in ampia quantità. Si può dire che per tutto ciò che riguarda il settore ricezione non hanno sostituti.

Dato che i conduttori vengono tenuti a posto interamente dal dielettrico è possibile usare tanto per l'esterno, quanto, a volte per l'interno, un conduttore a treccia che ha il pregio elettrico di una migliore conduzione dei segnali a radiofrequenza e quello meccanico di non opporsi ad una certa flessibilità dell'assieme.

Questi cavi sono reperibili nelle impedenze standardizzate di 50 e 75 ohm.

L'impedenza si può facilmente calcolare quando sia nota la costante dielettrica dell'isolante usato; è sufficiente determinare l'impedenza nel modo che abbiamo esposto per i cavi a dielettrico aria e successivamente dividere il valore ottenuto per il termine $\sqrt{K}$, ove K rappresenta la costante dielettrica ed è quindi per qualunque materia maggiore di 1. Ciò significa che l'impedenza caratteristica dei coassiali a dielettrico solido è in ogni caso minore di quella del corrispondente cavo a dielettrico aria.

L'isolante usato, a seconda della categoria qualitativa del cavo ed a seconda delle frequenze di impiego, è politene o teflon. Un particolare interessante sta nella possibilità di usare l'isolante nella sua forma « espansa », vale a dire sotto forma di una spuma. I cavi concentrici con spuma di teflon sono i più costosi ma offrono il pregio di limitate perdite anche alle UHF, grazie alla bontà del dielettrico ed alla presenza delle in-

ATTENUAZIONE DI LINEE CONCENTRICHE CON DIELETTRICO SOLIDO

Diametro del mantello esterno	Tipo del cavo	Attenuazione in dB su 30 metri di linea alle frequenze di							
		10 MHz	20 MHz	30 MHz	50 MHz	100 MHz	150 MHz	220 MHz	450 MHz
6,3 mm	RG 58 U	1,0	1,5	2,0	3,0	4,5	6,0	8,0	15,0
6,3 mm	RG 59 U	1,0	1,5	2,0	2,3	3,2	4,2	5,5	8,0
13 mm	RG 8 U	0,5	0,7	1,0	1,5	2,0	2,5	3,5	5,0
13 mm	RG 8 F	=	=	=	1,2	1,7	2,2	2,7	3,9
11 mm	RG 11 U	0,5	0,7	0,9	1,55	2,2	2,8	3,7	5,5
11 mm	RG 11 F	=	=	=	1,2	1,6	2,5	2,9	4,0
Linea bifilare in aria		0,06	0,08	0,10	0,15	0,19	0,21	0,30	1,50

TABELLA 1 - Le attenuazioni indicate con riferimento alla frequenza sono un dato utile per la scelta del tipo di coassiale in relazione al guadagno dell'antenna impiegata. Si noti quanto inferiori siano le attenuazioni di una linea bifilare in aria.

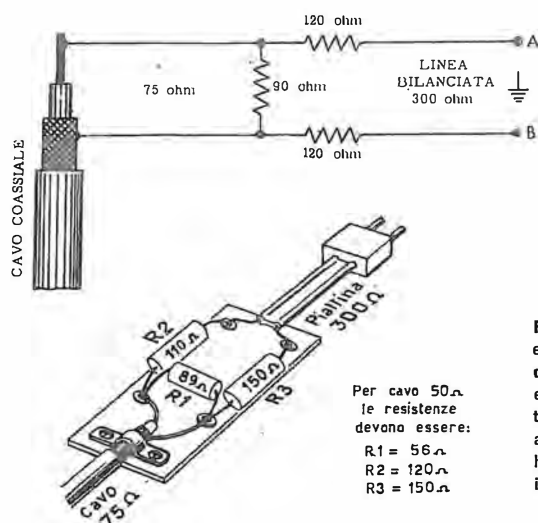


Fig. 36 NP - Soluzione tipica, economica, di cambiamento d'impedenza tra cavo d'antenna e apparecchio utilizzatore; nello stesso tempo si passa da linea sbilanciata a linea bilanciata. Il dispositivo ha trovato impiego nel campo TV: i valori resistivi non sono critici.

numerevoli bollicine d'aria all'interno del dielettrico. L'aspetto negativo è rappresentato da una certa alterazione del dielettrico nel tempo.

In ogni caso però, le perdite nelle linee a dielettrico solido non possono mai essere trascurate come nel caso delle linee equivalenti in aria; i costruttori dei cavi indicano pertanto per i vari tipi quale sarà l'attenuazione prevedibile in funzione della lunghezza.

Anche le attenuazioni dei cavi sono espresse in decibel così come i guadagni delle antenne. Ciò per permettere di portare in conto, nel bilancio energetico dell'impianto, le stesse unità di misura tanto per i profitti che per le perdite. La **tabella 1** (pagina 13 np) riporta le attenuazioni dei cavi di uso corrente e, per un significativo confronto indica anche quali sarebbero le perdite se la linea fosse del tipo bifilare in aria.

Un esempio permetterà di rilevare l'importanza ai fini pratici della conoscenza dei dati riguardanti la linea.

Supposto di disporre di un'antenna il cui guadagno sulla banda IV della TV (UHF) sia di 12 dB (si tratta già di antenna a cifra di guadagno notevole e perciò del tipo con riflettore a cortina) e constatato (con un misuratore di intensità di campo) che nella località di installazione sia necessario un guadagno di almeno 8 dB onde elevare il segnale disponibile al livello richiesto dall'apparecchio per un buon funzionamento, si vuole verificare l'idoneità dell'impianto, posto che sia necessario installare 30 metri di cavo.

Se si adotta il normale cavo in vendita per impianti TV, tipo RG 59 l'attenuazione per una tale lunghezza risulta essere (vedi tabella) di 8 dB per le frequenze attorno ai 500 MHz.

Detraendo questi 8 dB di perdita provocata dal cavo dai 12 messi a disposizione dall'antenna, restano solo 4 dB di guadagno, che non sono sufficienti.

Scegliendo allora il cavo di maggior diametro RG 11 F, versione con dielettrico spuma di politene, l'attenuazione (tabella) risulta di soli 4 dB, quindi il margine di guadagno fornito dall'antenna rimane di 8 dB, tanti quanti ne sono necessari.

Se si volesse comunque usare il cavo RG 59, allora bisognerebbe impiegare un'antenna più complessa, capace di un guadagno di 16 dB (guadagno, come si sa, riferito ad un normale dipolo). Ciò dal punto di vista dell'installazione, manutenzione e costo iniziale d'acquisto è sconsigliabile: meglio antenne a guadagno non troppo spinto e cavi a basse perdite che viceversa.

Dispositivi di addattamento

Come si vedrà tra breve, e come si può già intuire, ciascun tipo di antenna presenta sue proprie particolarità e caratteristiche elettriche; di esse si deve tener conto, ovviamente, nell'impianto d'assieme. In particolar modo, riferendoci ancora all'argomento testè trattato — quello dalle linee — diremo che l'impedenza dell'antenna, l'impedenza della linea e l'impedenza del carico in ricezione devono coincidere o per caratteristica propria o in virtù di appositi interventi.

Si è detto che in commercio è facile reperire cavetti coassiali ad impedenza di 50 e 75 ohm, così come linee bifilari a 300 ohm: questa reperibilità è conseguenza della standardizzazione, a sua volta derivante da analoga generalizzazione dei tipi di antenne. Per quel che riguarda l'impedenza d'entrata degli apparecchi riceventi, anche qui il progettista tiene sempre più conto dell'impedenza standardizzata.

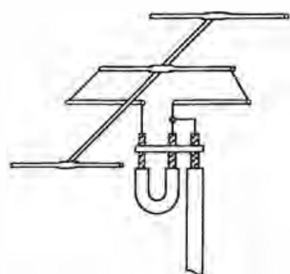


Fig. 37 NP - Quando l'antenna presenta, in relazione ai suoi dati costruttivi, una impedenza di 300 ohm e si vuole predisporre — come è preferibile — un cavo coassiale a 75 ohm, si costruiscono dei trasformatori d'impedenza, con spezzone di cavo, come in figura (sono detti « balun »). Lo stesso avviene, se necessario, al termine della discesa.

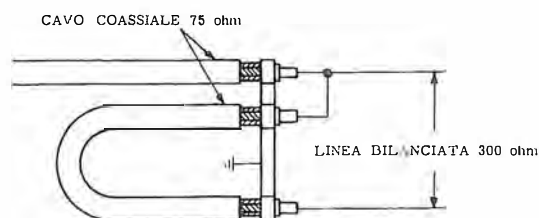
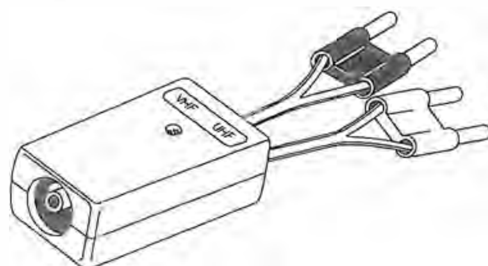


Fig. 38 NP - In commercio sono disponibili, già pronti, dispositivi di adattamento per tutti i casi che si possono incontrare: questo è un tipo per TV che adatta 75 ohm e demiscela su 300 ohm, frequenze VHF e UHF.



Quanto sopra non esclude però che non poche volte si debbano conciliare impedenze diverse: si provvede allora con dispositivi che possono essere definiti, in sintesi, **trasformatori di impedenza.** I casi riscontrabili sono molteplici: si può avere all'antenna un'impedenza di 300 ohm ed un cavo di discesa di 75 ohm, o — più raramente — il contrario; si può avere il cavo a 75 ohm e l'entrata dell'apparecchiatura (o uscita, in caso di emittente) ad altra impedenza. Infine vi è un'altra, possibile evenienza di discordanza: linea e carico possono essere l'una o l'altra bilanciati o meno ed occorre provvedere al bilanciamento o viceversa.

La linea (o il circuito d'entrata) bilanciata è quella che presenta i due conduttori a potenziale eguale tra loro (fase inversa) ed entrambi allo stesso potenziale (simmetrici) rispetto alla massa; una piattina a 300 ohm è un esempio tipico di linea bilanciata: un cavetto coassiale è un esempio tipico di linea sbilanciata o asimmetrica. Avviene quindi che si rendano necessarie due modificazioni contemporaneamente; la soluzione non è molto complessa, come appare in **figura 36 NP** ove si attua un passaggio di impedenza ed un bilanciamento.

Lo stesso risultato si può ottenere con minori perdite, ma con maggiore dipendenza dalla frequenza di funzionamento, nel modo indicato in **figura 37 NP.**

Se le antenne sono più di una (ad esempio per le due bande TV: UHF e VHF) si può impiegare un solo cavo di collegamento tra di esse e l'apparecchio. All'uopo si costruiscono montaggi induttivi — capacitivi che sono essenzialmente dei filtri **miscelatori** quando sono installati presso l'antenna e **demiscelatori** quando — in contrapposto — trovano impiego presso il ricevitore.

Uno tra i tanti tipi possibili (demiscelatore) è riprodotto in **figura 38 NP** mentre lo schema di un altro tipo è riportato in **figura 39 NP.** Si noti che nei ricevitori TV di moderna produzione il demiscelatore VHF-UHF viene già incorporato nell'apparecchio stesso e l'utente trova allora sul televisore un'unica presa d'entrata, a 75 ohm (coassiale).

Naturalmente un demiscelatore da luogo anche ad una certa perdita di segnale: può essere valutata tra 0,5 ed 1 decibel; esso, in quanto ad azione filtrante, deve separare le sue uscite con almeno 20 dB. Vediamo ora un altro caso di adattamento impedenza.

Nel settore dell'emissione dilettantistica su onde metriche (onde corte) non sempre si può strutturare l'antenna in una delle tante forme d'alto rendimento (antenne a più elementi, orientabili, ecc.) che le frequenze più alte, come vedremo, consentono: ciò perché si presentano grosse difficoltà di ingombro, peso, costo. Si ricorre allora ad antenne pari a mezza lunghezza d'onda all'alimentazione delle quali si adibisce di solito una linea non risonante a due conduttori paralleli. L'adattamento linea/antenna può essere risolto secondo il sistema detto **a delta** che la **figura 40 NP** illustra.

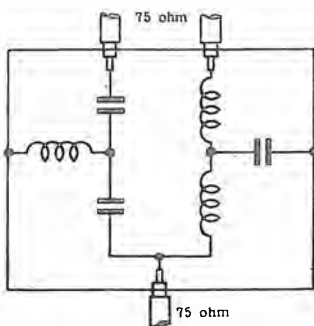


Fig. 39 NP - Circuito di miscelatore — o demiscelatore, a seconda dell'impiego — per banda VHF ed UHF. Costruttivamente ha l'aspetto del dispositivo visto nella figura precedente. Nei moderni televisori questo circuito è incorporato.

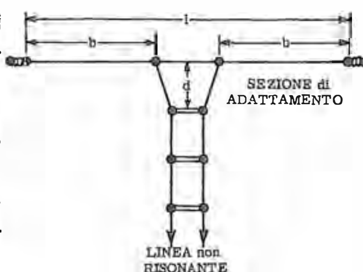


Fig. 40 NP - Adattamento di impedenza a « delta » tra linea di alimentazione bifilare, in aria, e dipolo. È una soluzione un po' critica nella messa a punto ma, è di alto rendimento ed economica: per questo viene scelta, a volte, dai radioamatori di trasmissione.

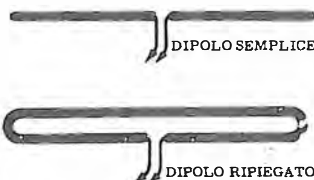


Fig. 41 NP - Al dipolo classico si preferisce spesso il dipolo ripiegato che ha un rendimento superiore; l'impedenza d'ingresso risulta quadruplicata (da 77 a 300 Ω). Costruttivamente è fattibile con strutture rigide e, di conseguenza, per lunghezze d'onda molto corte.

La linea è normale fino ad una distanza d dall'antenna. A tale punto i due conduttori cominciano ad allontanarsi l'uno dall'altro, secondo un andamento ad Y; ciò comporta una graduale diminuzione della capacità distribuita e quindi un corrispondente aumento dell'impedenza.

I due terminali della Y vanno collegati all'antenna, in simmetria rispetto al suo centro, su punti che corrispondono ad un'impedenza intermedia tra il valore normale dell'impedenza della linea e quella che la stessa assume allargandosi ad Y (che, come abbiamo detto, è maggiore).

Questo adattamento è alquanto critico, ed i valori di l (lunghezza dell'antenna), di **d** e di **b** devono essere accuratamente calcolati in base alle seguenti espressioni, che dipendono dalla frequenza di lavoro:

$l = 140{,}2 : F \qquad b = 53 : F \qquad d = 45 : F$

nelle quali F è la frequenza in MHz. Tutte le misure risultano espresse in metri.

In sostanza il sistema si basa sul fatto che presentando l'antenna (« elemento radiante ») una impedenza che è al suo centro di 73 ohm ed ai suoi estremi di circa 2500 ohm, si può determinare un qualsiasi valore intermedio tra i due, simmetrico ed in funzione della distanza dal centro. Si sceglie questo valore in perfetta corrispondenza con quello dei due conduttori della linea divaricati. Basta però una differenza, anche lieve, per determinare riflessione con conseguenti onde stazionarie sulla linea.

Il dipolo ripiegato

Un altro metodo — molto comune — per giungere con maggiore sicurezza e semplicità a valori desiderati di impedenza d'antenna facilmente conciliabili con quelli della linea, sta nel ripiegare la prima, secondo quanto si vede in **figura 41 NP.** Si tratta, appunto dell'elemento radiante noto come **dipolo ripiegato.** Naturalmente è attuabile se le lunghezze d'onda sono molto corte (VHF - UHF ecc).

Il conduttore ha nella totalità una lunghezza che corrisponde alla lunghezza d'onda, ma l'antenna nel suo assieme viene ad avere, ovviamente, una dimensione pari a metà di tale valore. Si può dire, per rendere meglio l'idea, di essere in presenza di due diversi elementi, (**figura 42 NP**) entrambi a mezza onda, connessi tra di loro alle estremità: uno di essi (quello interrotto) è alimentato o eccitato.

Durante il funzionamento il campo irradiato dall'elemento eccitato induce una determinata corrente nell'altro. Questa corrente è esattamente eguale a quella presente nel primo.

Un comune dipolo nel quale circoli una data corrente « I », determina nello spazio un campo avente una certa intensità. A causa, appunto, di questo campo si può affermare che esiste una definita intensità di potenza per metro quadrato (giacente su ciascun piano individuale nello spazio).

La densità in questione è originata dalla potenza d'ingresso, che chiameremo « P ».

Con una semplice formula si può esprimere la relazione intercorrente tra la potenza d'ingresso, la resistenza d'ingresso e la corrente. La formula è:

$$R = P : I^2$$

Logicamente, in corrispondenza dei punti d'ingresso del dipolo si ha sempre **la stessa** corrente « I », anche se il dipolo è del tipo ripiegato. Tuttavia, nel ripiegato, questa stessa corrente scorre in due sezioni: ne consegue, che la densità di campo nello spazio è doppia di quella che si ha con un dipolo semplice.

La densità di potenza per metro quadro aumenta, a sua volta, al quadruplo del valore precedentemente considerato pur restando invariata la corrente d'ingresso. È necessario allora che sia quadruplicata la potenza di ingresso, per cui per restare nell'espressione vista, è necessario moltiplicare per 4 il valore di R (dato che I è sempre eguale).

Avremo allora:

$$4R = 4P : I^2$$

In base a quanto si è visto, si intuisce che le due sezioni del ripiegato debbano avere un conduttore (o tubetto) di eguale diametro se la resistenza d'ingresso deve quadruplicare.

Se per una delle due sezioni, quella superiore, viene adoperato un conduttore di maggiore diametro (**figura 43 NP** in **A**) l'aumento di impedenza può essere ulteriormente incrementato: vi è una stretta dipendenza col rapporto tra i due diametri.

Se il tratto superiore ha, per contro, un diametro inferiore (come in **B**) a quello del tratto inferiore, si ottiene un'impedenza più bassa di quella d'aumento di un dipolo normale.

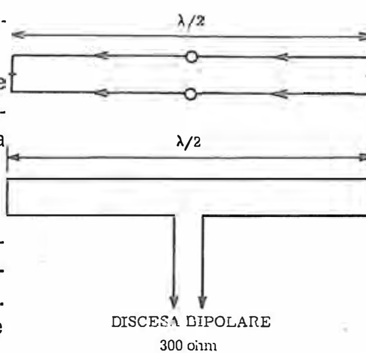


Fig. 42 NP - Il comportamento del dipolo ripiegato può essere compreso se lo si considera come l'unione di due dipoli semplici: la corrente si dimezza e scorre in entrambi nello stesso senso. Il dimezzamento della corrente eleva il valore dell'impedenza di 4 volte ($Z = P : I^2$).

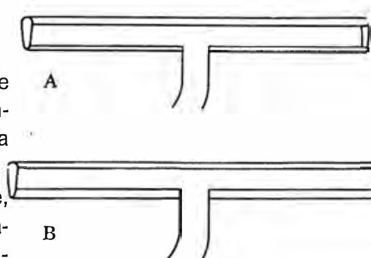


Fig. 43 NP - La corrente si distribuisce diversamente se i due settori presentano una sezione diversa: da qui, una diversa impedenza al punto di alimentazione. Essa è più alta se il tratto superiore è più grosso, e viceversa se è più piccolo. Anche la distanza tra i tratti ha importanza. Si possono avere anche più settori.

Elementi parassiti

Abbiamo testè constatato come, ripiegando il dipolo si vengono a creare condizioni di reirradiazione tra un settore e l'altro, tali da modificare sensibilmente l'impedenza propria dell'antenna vista nel suo assieme.

L'antenna, in pratica, è in tal modo diventata la risultante di due elementi, quello connesso alla linea e quello che potremmo definire passivo, parallelo al primo, distanziato dallo stesso ma, tuttavia connesso ai suoi due estremi.

Il fenomeno della reirradiazione viene messo a frutto, molto spesso, per raggiungere un risultato ancora più interessante: quello del rinforzo del segnale. In altri termini, è pratica comune aggiungere elementi (che vengono detti **parassiti**), calcolando il posizionamento, le dimensioni ed il numero dei quali si riesce ad elevare l'efficacia dell'antenna (sia essa trasmittente che ricevente).

La maggiore efficienza si accompagna — ed è conseguente — ad una più o meno spiccata proprietà direttiva. Il comportamento omnidirezionale del dipolo semplice viene alterato considerevolmente quando in prossimità dell'elemento radiante è installato un nuovo elemento.

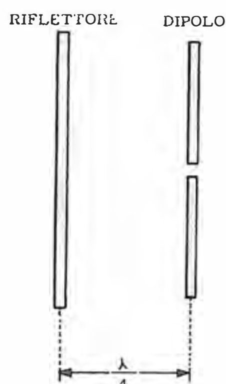


Fig. 44 NP - Il collocamento di un tratto di conduttore dietro al dipolo (che può essere ripiegato o meno) se studiato nelle dimensioni e nella distanza provoca, grazie alla sua reirradiazione un aumento dell'ampiezza di segnale nel dipolo utilizzato. Questo ultimo vede abbassarsi la sua impedenza.

Nella versione più semplice si ha la combinazione di cui a **figura 44 NP** ove l'elemento aggiunto viene denominato **riflettore.**

Vediamo ciò che avviene nei confronti di un segnale proveniente dal lato sul quale si trova l'elemento dipolo. Le onde in arrivo determinano la presenza di correnti sia nel dipolo che nel riflettore; però, se abbiamo collocato quest'ultimo ad una distanza, poniamo, di un quarto d'onda (come in figura) dal dipolo, lo stesso segnale che crea un dato impulso di corrente nel dipolo raggiunge il riflettore con un certo ritardo, ovviamente.

Il ritardo nell'esempio è pari a 0,25 cicli (un quarto d'onda), cioè a dire, al tempo impiegato per coprire la distanza tra i due elementi. Espresso in gradi il ritardo è pari a $360 \times 0{,}25 = 90°$.

La corrente del segnale presente nel riflettore pertanto, possiamo affermare che ha indubbiamente un ritardo di 90° rispetto a quella del dipolo.

Il riflettore in quanto percorso da corrente attua un'azione di irradiazione anch'esso; più propriamente reirradia il segnale ricevuto, con fase opposta, cioè a dire sfasato di 180°.

L'effetto generale è allora il seguente: la corrente di segnale che circola nel riflettore è caratterizzata da un ritardo di 90°; il segnale reirradiato è, di norma, sfasato di 180°; quando giunge, riflesso, nuovamente al dipolo somma altri 90° di ritardo per il percorso inverso.

A causa dei tempi e degli sfasamenti citati, il dipolo riceve dal riflettore un segnale con sfasamento complessivo di 360°, vale a dire un segnale che si ritrova in coincidenza di fase col segnale originale, e tende così ad **aumentare l'ampiezza nel dipolo stesso.**

Molto diverso è ciò che avviene per il segnale proveniente dal lato del riflettore. Innanzi tutto la corrente che circola nel dipolo vi circola con un ritardo di 90° rispetto a quella che circola nel riflettore. Inoltre, come nel caso precedente reirradia un segnale che è sfasato di 180° rispetto a quello proveniente dal trasmettitore.

Di conseguenza, contrariamente a quanto abbiamo visto poc'anzi, il segnale reirradiato dal riflettore è in opposizione di fase rispetto a quello del dipolo. Il segnale proveniente da questo lato nel dipolo subisce un effetto smorzante, tende cioè a **diminuire.**

Un diagramma polare tipico di un dipolo munito di elemento riflettore è riportato in **figura 45 NP.** Non è difficile notare la differenza rispetto al diagramma del dipolo semplice (senza riflettore) visto in figura 19 NP.

Lungo la linea **O-A** (ossia, dal lato del dipolo) il diagramma mette in evidenza la sensibilità massima; per contro, dal lato opposto (**O-D**), vale a dire dal lato del riflettore, la zona del campo è estremamente ridotta.

Un altro particolare di notevole importanza consiste nel fatto che la sensibilità raggiunta (in

direzione O-A) è maggiore — grazie al riflettore — di quella raggiungibile in qualsiasi punto del diagramma di un dipolo semplice.

L'aggiunta di un riflettore comporta dunque due importanti vantaggi: la sensibilità aumenta in una ben definita direzione; la sensibilità diminuisce nella direzione opposta. Ciò significa che l'antenna **diventa direzionale.**

Il diagramma mostra che l'angolo entro il quale si ha sensibilità minima è molto più acuto di quello riferito alla direzione di sensibilità alta; questa particolarità può essere messa a profitto come segue.

Se nel punto di utilizzazione dell'antenna sono presenti segnali di disturbo o di interferenza provenienti da una determinata direzione, si può far si che l'antenna rivolga il lato del riflettore decisamente in direzione della fonte di interferenza (vedi **figura 46 NP**). Ciò vuol dire esporre al segnale di disturbo il lato meno sensibile. Può accadere allora che il lato a grande sensibilità (dipolo) non risulti più, di conseguenza, puntato perfettamente verso la fonte del segnale da ricevere (ossia verso « x »); tuttavia dal momento che l'attenuazione che ciò comporta è trascurabile (dato il grande angolo d'apertura) l'accorgimento è valido perché con esso si attenua notevolmente il segnale di disturbo.

Con quanto sopra si ottiene il massimo rapporto tra il segnale utile ed il disturbo, ciò che migliora la ricezione.

In un'antenna direttiva è d'uso stabilire il rapporto tra le due sensibilità (nei due sensi). Nel caso tipico di figura 45 NP tale rapporto è dato tra la sensibilità che si riscontra in direzione O-A e quella che si ottiene in direzione O-D; vale a dire, il rapporto è OA : OD.

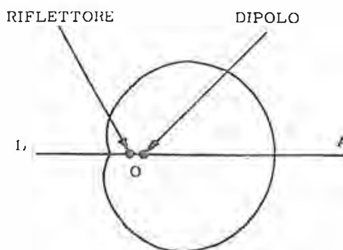


Fig. 45 NP - Il diagramma polare di un dipolo munito di riflettore non presenta più i due lobi eguali del dipolo ma favorisce una direzione e perde estensione nella direzione opposta.

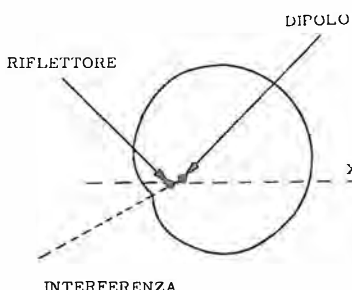


Fig. 46 NP - L'effetto direzionale può essere sfruttato per attenuare segnali interferenti, orientando l'antenna dal lato della sua sensibilità minima verso la fonte di disturbo. Il sacrificio di segnale utile (verso X) è spesso tollerabile.

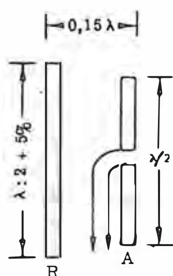


Fig. 47 NP - Agendo sulla lunghezza del riflettore (allungandolo) si provocano mutamenti di fase che permettono di avvicinarlo al dipolo radiante.

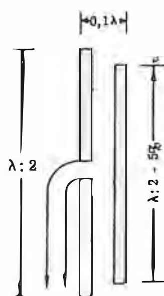


Fig. 48 NP - L'elemento direttore, che è più corto del dipolo radiante, gli può essere avvicinato sino ad un decimo della lunghezza d'onda.

In pratica, l'elemento riflettore ha sempre una lunghezza leggermente maggiore di quella del dipolo. Ciò vuol dire che l'elemento in quanto antenna — antenna lunga — presenta una caratteristica induttiva e la corrente che lo percorre è in ritardo di 36° rispetto alla tensione se la differenza di lunghezza, come spesso avviene, è del 5%.

Le relazioni di fase che si determinano in seguito a quanto ora detto sono tali da consentire di installare il riflettore ad una distanza dal dipolo, inferiore al citato quarto d'onda. In effetti, nelle realizzazioni di comune impiego il riflettore viene montato assai spesso ad una distanza inferiore a quella di un quarto d'onda: in **figura 47 NP** un caso tipico.

Se l'elemento aggiunto al dipolo è **più corto** dello stesso e nel posizionamento direttivo dell'assieme (**figura 48 NP**) risulta davanti al dipolo (verso l'emittente per un ricevitore o verso un determinato punto di ricezione per un'emittente a collegamento direttivo) esso contribuisce, così come il riflettore, a migliorare il guadagno e prende il nome di **direttore.**

In questo caso la maggior parte dell'energia viene erogata dall'elemento attivo in direzione dell'elemento parassita.

In linea di massima l'elemento direttore (per motivi analoghi a quelli del riflettore) ha una lunghezza inferiore (antenna corta = caratteristica capacitiva) del 5% circa e può distare allora dall'elemento attivo circa un decimo della lunghezza d'onda.

Un particolare di grande importanza è che — tanto la presenza del riflettore, quanto quella del direttore — provocando induzione nell'elemento attivo (dipolo) modificano la sua corrente d'ingresso e, di conseguenza la sua impedenza (che si abbassa).

Un riflettore può portare l'impedenza di 75 ohm, (propria dell'antenna) a 50 ohm; un direttore può abbassarla sino a 20 ohm.

Le antenne Yagi

Se un'installazione prevede a corredo del dipolo un elemento riflettore ed un elemento direttore, l'antenna così formata viene definita di tipo Yagi. Nel caso specifico essa è detta a 3 elementi.

Gli elementi parassiti aggiunti possono essere anche in grande numero ciò che porta ad un aumento di direttività e di guadagno.

È evidente che la presenza di molti elementi comporta una struttura tanto più impegnativa dal punto di vista meccanico quanto più numerosi sono gli elementi stessi, ma soprattutto a questo riguardo è determinante la lunghezza d'onda; infatti, mentre è possibile innalzare, senza eccessive preoccupazioni, un'antenna a 12 elementi, qual'è quella di **figura 49 NP** se si tratta di lunghezza d'onda UHF o, anche VHF, non più di 3 o 4 elementi possono figurare per un'antenna destinata, ad esempio, alla banda amatoriale dei 20 metri. Si aggiunga che molto spesso, in quest'ul-

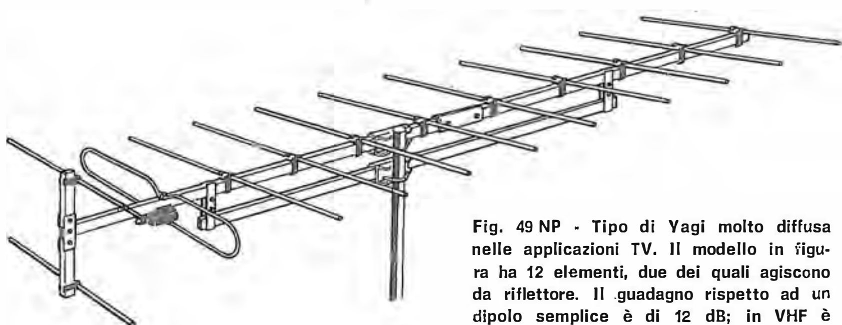


Fig. 49 NP - Tipo di Yagi molto diffusa nelle applicazioni TV. Il modello in figura ha 12 elementi, due dei quali agiscono da riflettore. Il guadagno rispetto ad un dipolo semplice è di 12 dB; in VHF è idonea ad un singolo canale.

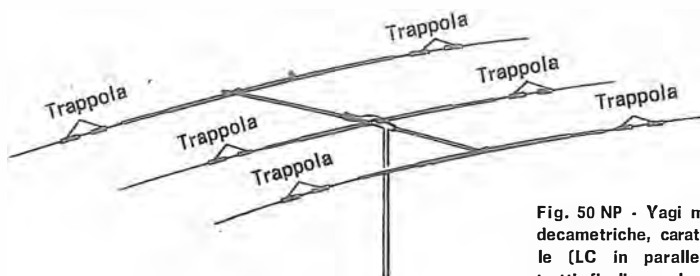


Fig. 50 NP - Yagi multibanda per onde decametriche, caratterizzata da trappole (LC in parallelo) che isolano i tratti finali per le frequenze più alte mentre per quelle basse sono solo reattanza induttiva.

timo caso, si tende anche a rendere rotativa l'antenna per sfruttare al massimo le doti di direttività.

La **figura 50 NP** mostra appunto un'antenna a tre elementi per bande d'amatore (20, 15 e 10 metri). Questa realizzazione è caratterizzata dalla possibilità d'impiego su bande diverse grazie all'inserimento, in tutti gli elementi, di circuiti « trappola »; questi, in pratica eliminano elettricamente il tratto terminale degli elementi allorché l'antenna è attiva sulla banda o frequenza più alta e quindi necessita di barre più corte. Le trappole sono dei circuiti LC, ovviamente di adeguata struttura, che devono essere accuratamente sintonizzati una volta per sempre.

Antenne rotative

Se per disporre di un livello di segnale più elevato si accrescono gli elementi parassiti dell'antenna direttori, si perviene, per il fatto stesso, ad una maggiore selettività direttiva; in altre parole, il lobo è più pronunciato (come in **figura 51 NP**), ciò che comporta l'esigenza di una più attenta procedura nelle operazioni di puntamento.

Indipendentemente, però, dal grado di selettività direttiva dell'antenna, dal momento che le antenne di cui qui ci occupiamo sono tutte più o meno direttive, ci si può imbattere nella necessità di dover orientare per direzioni diverse la stessa antenna allorché si vuole che essa consenta il collegamento con località diverse.

La rotazione di tutta la struttura si rende, allora, indispensabile.

Per l'operazione di cui sopra vengono approntati appositi rotatori costituiti essenzialmente da un motore elettrico del quale, a comando, viene invertito il senso di rotazione avviando la tensione ad un avvolgimento o ad un altro.

Il motore, come si vede in **figura 52 NP**, è fissato rigidamente ad un paletto, regge e sopporta un altro paletto, quello d'antenna, destinato a ruotare. Assieme al motore — nella stessa custodia, che per ovvie ragioni deve essere a chiusura stagna — vi è un dispositivo di prelievo dati che fornisce all'operatore un segnale indicativo della rotazione. Questo segnale può essere la semplice accensione di una lampadina spia al termine di una rotazione, così come può essere il movimento dell'indice di uno strumento indicativo dei punti cardinali.

Nel primo caso si ha una camma (calettata sull'albero rotante) il cui profilo è tale da provocare l'inserimento di un interruttore alla fine della corsa (360°). Nel secondo caso l'albero

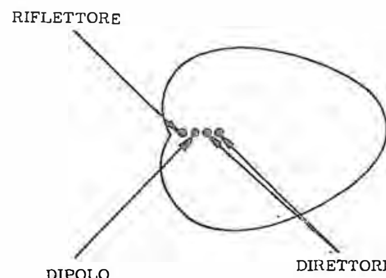


Fig. 51 NP - Il diagramma polare presenta caratteristiche di direttività tanto più accentuate quanto più grande è il numero di direttori aggiunti.

rotante agisce su di un potenziometro, la cui variazione di resistenza viene tradotta in variazione di corrente, indicata dall'ago dello strumento: sulla scala di questo sono preventivamente stampati i punti cardinali, ciò che è possibile in quanto l'intensità di corrente risulta proporzionale alla direzione di puntamento.

Per azionare il motore (per un senso rotativo o per il senso opposto) l'operatore dispone, secondo le soluzioni più semplici, di due interruttori: Destra e Sinistra.

Lampadina spia o strumento, interruttori o, come ora vedremo, manopola di posizionamento, sono presenti presso l'apparecchiatura, a distanza — anche notevole — dalla struttura d'antenna.

Nei modelli più perfezionati — completamente automatici — si attua un controllo elettrico. Con la manopola si agisce su di un potenziometro la cui resistenza costituisce metà di un circuito a ponte; così facendo si sbilancia tale ponte, la seconda metà del quale è formata da un altro potenziometro comandato dall'albero rotante. La tensione di sbilanciamento (che è negativa o positiva a seconda del senso che si è dato alla manopola) aziona un relé e questo chiude il circuito in maniera che al motore giunga la corrente e di conseguenza ruoti. Il motore si arresterà non appena il suo potenziometro avrà raggiunto il punto di un nuovo bilanciamento.

Tra il motore e l'albero rotante è sempre interposto un sistema di trasmissione meccanica o a vite senza fine o ad ingranaggi.

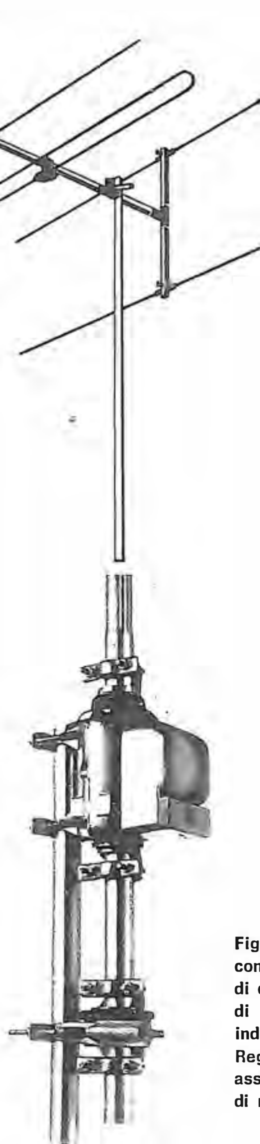
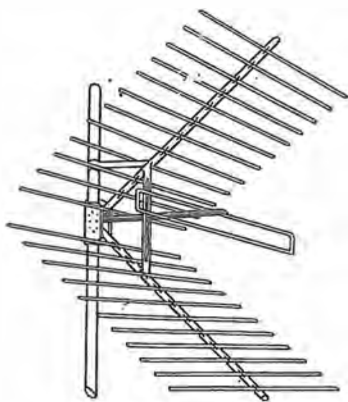




Fig. 52 NP - Antenna per TV, con rotore. La manopola di comando (accanto) è dotata di lampada spia che ruota per indicare la direzione.
Regime del motore: 20 V; potenza assorbita = 65 W; velocità di rotazione = 1 giro in 1 minuto.



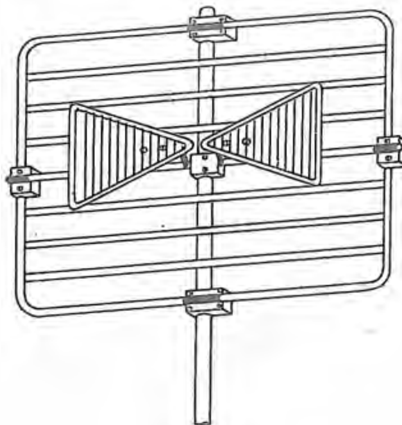


Fig. 53 NP - A sinistra, dipolo nell'area di un riflettore ad angolo. A destra, dipolo a doppio triangolo (ampia banda) con riflettore piano a cortina; quest'ultimo eleva il guadagno a 10 dB, da 4,5 dB. Per canali alti UHF (TV): angolo dipolo = 70° e lunghezza totale = cm 38. Riflettore = cm 56 × 48.

Riflettori speciali

Creando una struttura come quella che si può osservare sulla **sinistra** della **figura 53 NP** si ha un'antenna detta ad angolo o a riflettore diedro. Se la superficie riflettente viene estesa in tal modo, il dipolo che essa abbraccia ne trae vantaggio in quanto è maggiore l'energia riflessa sull'elemento attivo (e da qui, maggiore corrente al ventre di corrente). Il guadagno in decibel nella direzione privilegiata dipende dall'apertura angolare della V, nonché dalla distanza fra il dipolo e l'apice del riflettore. Ad angoli minori deve corrispondere una maggiore superficie dei due piani riflettenti.

Anche la resistenza di radiazione del dipolo è funzione dei due citati parametri.

Di norma la lunghezza di metà riflettore è pari a due volte la distanza tra dipolo ed apice sommata ad una lunghezza d'onda, mentre la singola lunghezza dei tanti elementi formanti la V è pari a due volte la distanza dipolo-apice sommata a mezza lunghezza d'onda. La spaziatura tra i diversi elementi che formano il riflettore a V deve essere eguale ad un decimo (o meno) della lunghezza d'onda.

Si noti che questa antenna a volte presenta la V formata da superfici intere, ossie lastre metalliche (rame, ottone, ecc); la costruzione a mezzo di tanti elementi singoli come in figura è preferita laddove e per le dimensioni, e per la resistenza al vento, le lastre intere farebbero sorgere problemi di stabilità meccanica; peso e costo, inoltre, sarebbero maggiori.

Per tornare al fattore guadagno che un'antenna di questo tipo può offrire, diremo che con una distanza tra dipolo ed apice del riflettore pari a mezza lunghezza d'onda nonché con un angolo d'apertura della V pari a 75° circa si possono ottenere quasi 14 dB. In tali condizioni la resistenza di irradiazione si aggira sui 75 ÷ 80 ohm.

Una soluzione interessante allorché una selettività così accentuata come quella che caratterizza l'antenna ad angolo non è richiesta, la offre l'antenna a dipolo triangolare (a farfalla) abbinata ad un riflettore piano, detto « a cortina » (figura 53 NP, **a destra**). In questo caso anzi, ciò che si desidera ottenere è proprio il contrario della restrizione di banda che è conseguente alle doti di selettività direttiva: si ricerca una « banda larga » pur usufruendo dei benefici della riflessione. La banda larga si impone quando, da una sola antenna si vuole un funzionamento valido su due o più frequenze diverse, a volte alquanto distanziate.

L'efficienza del riflettore — intesa come rapporto tra potenza riflessa e potenza incidente — può raggiungere il 99% se si scelgono con cura i parametri diametro degli elementi di riflessione, e spaziatura tra gli stessi: un distanziamento di un decimo della lunghezza d'onda (così, come si è già visto per il riflettore ad angolo) ed un diametro dei conduttori pari ad un centesimo della lunghezza d'onda sono due misure ottime a questo riguardo.

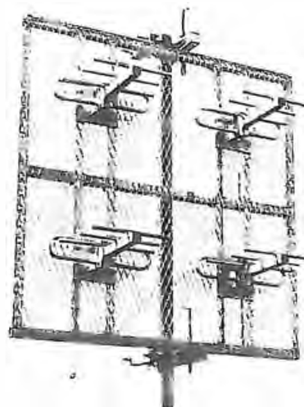


Fig. 54 NP - Più dipoli con riflettore unico, a griglia. I conduttori della griglia devono essere ramati o argentati e verniciati. I punti di incrocio vanno saldati e si devono evitare contatti incerti che si traducono in disturbi intermittenti.

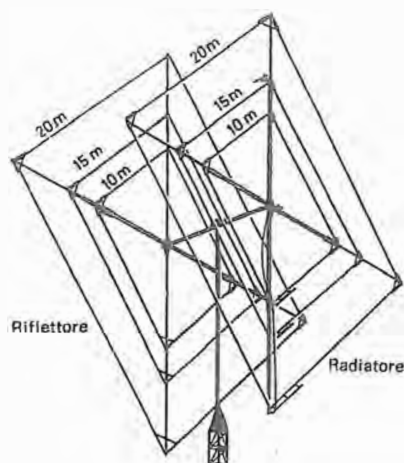
Il dipolo triangolare — derivato da quello noto come « biconico » — può, anch'esso essere pieno o, come in figura, a sbarre. La sua particolare forma, che lo vede alle zone estreme esterne assai più sviluppato che non al punto di congiunzione, gli conferisce un lobo di irradiazione molto largo: da qui, l'ampia banda. Le caratteristiche dipendono dall'angolo caratterizzante la forma dei due elementi e dalla lunghezza degli stessi.

Dimensionando opportunamente il riflettore, esso può servire per più antenne. La **figura 54 NP** mostra quattro dipoli eguali (con 2 direttori ciascuno) montati su di un unico schermo. Le singole antenne possono però essere anche per frequenze e polarizzazione diversa: se devono essere intercollegate onde alimentarle con un'unica linea si deve risolvere il problema della messa in fase e quello dell'impedenza. Generalmente a pannelli come quello illustrato si ricorre per scopi di emissione.



Fig. 55 NP - Antenna per ripetitore. I dipoli sono protetti dalle eventuali formazioni di ghiaccio. L'alimentazione è prevista a mezzo cavo coassiale.

La **figura 55 NP** si riferisce ad un'antenna professionale: l'impiego tipico è quello dei ripetitori, vale a dire delle apparecchiature che ricevono e ritrasmettono un segnale: deve essere molto robusta e resistente, considerando tutti i possibili luoghi di installazione.



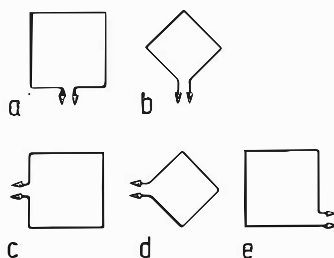


Fig. 56 NP - Tre Quad con rispettivo riflettore formano una direttiva per 3 bande; ha il pregio di poter variare la polarizzazione cambiando il punto d'alimentazione. In a) o in b) = polarizzazione orizzontale; in c) o in d) = polarizzazione verticale; in e) = polarizzazione mista.

L'antenna Quad

Si tratta di un'antenna ben nota nel campo e nell'impiego dilettantistico, in particolare con riferimento alle bande decametriche. Essa rivaleggia con la Yagi nei confronti della quale — per strutture multigamma — presenta alcuni vantaggi.

In sintesi, osservando la **figura 56 NP**, si può dire che essa sia a forma di « telaio » e si può pensare quest'ultimo come un dipolo ripiegato, i due settori del quale (tratto interrotto e tratto intero) siano tirati, nel loro punto centrale verso il basso e verso l'alto rispettivamente, sì da deformarsi nella configurazione che corrisponde a **b** in figura. Pertanto, tutto lo sviluppo della Quad (perimetro) è pari ad una intera lunghezza d'onda, ciò che porta di per sé ad un guadagno di 1,4 dB rispetto al dipolo a mezza onda, guadagno che può giungere, sulla precisa frequenza di risonanza, a 3 dB.

Alla Quad, come in figura, possono essere aggiunti elementi passivi secondo la tecnica ed i principí già visti (riflettore-direttore) per la Yagi. Col solo riflettore — (distanziato di circa un settimo di lunghezza d'onda) si perviene ad un guadagno di 7 decibel.

Una caratteristica interessante di questa antenna sta nella possibilità che essa offre di variare la polarizzazione; ciò si ottiene mutando semplicemente il punto di alimentazione (vedi figura). Le onde radio riflesse dalla ionosfera spesso arrivano con polarizzazione alterata: un semplice commutatore che varia la polarizzazione in ricezione può portare all'utilizzazione di segnali altrimenti troppo deboli. Anche in trasmissione i vantaggi di ciò sono notevoli per comunicazioni a lunga distanza o soggette ad affievolimento. Non è necessario alcun intervento sugli elementi passivi.

Nelle strutture multigamma, dato che gli elementi attivi e passivi di ciascuna gamma di frequenza giaciono sullo stesso piano, la distanza tra i due telai risulta essere un compromesso.

Il telaio riflettore sviluppa un perimetro leggermente più grande: se viene costruito, per comodità, identico all'elemento attivo, può essere corretto elettricamente mediante intervento di sintonizzazione (con un dispositivo detto « stub » basato sull'impiego di un ponticello di cortorcircuito) nel punto corrispondente a quello in cui, nell'elemento attivo si diparte la linea di alimentazione.

L'angolo di irradiazione è piuttosto stretto (molta direttività) ed è comparabile a quello della Yagi; anch'esso varia in relazione all'altezza dell'installazione sul terreno.

La struttura portante (un semplice supporto a croce) può essere in materiale leggero come tubo d'alluminio, o bastoncini in fibra di vetro o addirittura in bambù. La resistenza al vento è minore di quella di una Yagi similare e minore è anche il peso complessivo: può essere ruotata con maggiore facilità, ossia con rotatori meno costosi.

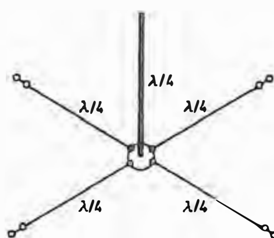


Fig. 57 NP - La « Ground Plane » è caratterizzata dal fatto di dotarsi di un proprio « piano di terra », risonante, che la segue anche se innalzata con pali, ecc. Se l'angolo tra lo stilo ed il piano viene variato, varia anche l'impedenza d'antenna.

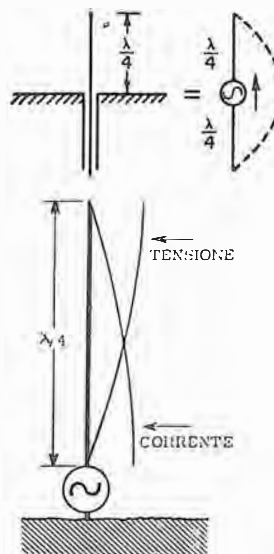


Fig. 58 NP - Le antenne a sviluppo verticale qualora siano di lunghezza pari ad un quarto d'onda devono essere considerate come dipoli a mezza onda perché la terra rappresenta il secondo elemento del dipolo; pertanto la distribuzione tensione e corrente è quella indicata.

La Ground Plane

Si tratta di un'antenna molto semplice e versatile; è, evidentemente, di tipo verticale (**figura 57 NP**) e si presta agevolmente per impieghi mobili e fissi. Il nome, che significa « piano di terra » sta ad indicare che allo stilo irradiante si accompagna una struttura artificiale che crea un piano di terra elettrico alla base mediante conduttori. Questi ultimi possono essere in vario numero, ma tutti sono lunghi un quarto d'onda e sono collegati, alla base dello stilo, al conduttore esterno della linea coassiale d'alimentazione.

Il funzionamento è omnidirezionale (circolare); l'angolo di irradiazione verticale è contenuto in 10 ÷ 20°. Se i quattro, o più, elementi radiali che formano il piano di terra (si potrebbe avere anche un vero e proprio disco in rame) vengono inclinati verso il basso, con un angolo di 45° circa, si verifica un cambiamento della resistenza di irradiazione che passa dal valore di 20 ÷ 25 ohm a quello di 52 ohm; in tal modo si ha corrispondenza diretta col valore standard di un tipo di cavo coassiale.

Tra i pregi si può annoverare il basso costo, la semplicità costruttiva, il poco spazio richiesto, la facilità di installazione e la flessibilità " resistenza al vento. Tra gli inconvenienti, sc guadagno (1 ÷ 2 dB sulla isotropica), sensi tà ai disturbi elettrici locali in quanto si. nella polarizzazione e così facilmente captati in ricezione, funzionamento su di una sola banda di frequenza.

La terra simulata dai conduttori radiali è evidentemente un sistema risonante (obbligo della lunghezza ad un quarto d'onda); come tale, esso è valido per stabilire una « terra » anche molto al di sopra del piano terra reale con tutti i vantaggi che ne possono derivare in quanto così innalzato lo stilo verticale è al di fuori dell'influenza delle masse circostanti. In tali condizioni l'antenna può essere adottata con vantaggio

anche per gamme di frequenza relativamente bassa. Bisogna fare in modo che il campo preferisca la via dei conduttori radiali a quella della terra vera e propria, specialmente presso il centro.

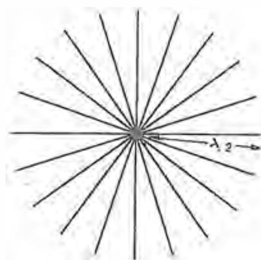


Fig. 59 NP - Per una buona connessione di massa della Marconi, spesso si sotterrano, alla base, raggere di conduttori formate da 15 a 120 elementi.

Altre antenne verticali

Qualora l'antenna verticale sia, in basso, direttamente connessa a terra, poiché la massa di quest'ultima è enorme, tale da comportarsi come un conduttore in risonanza per qualsiasi frequenza, si ripetono le condizioni di un dipolo se il tratto verticale radiante corrisponde ad un quarto d'onda (**figura 58 NP**).

Questa antenna è stata studiata da Marconi che l'ha impiegata per molti anni: è quindi nota come antenna Marconi. Essa è interessante perché pur avendo la proprietà del dipolo è lunga soltanto la metà ed è interessante inoltre perché irradia energia a radiofrequenza anche radente al suolo; infatti, il ventre di corrente e alla base.

La massima irradiazione in senso orizzontale è quella che meglio assicura una buona ricezione della radiodiffusione ad onde medie entro l'area di servizio del trasmettitore.

Dal punto di vista teorico si può immaginare l'antenna come un dipolo di cui un ramo sia « nascosto sotto terra ». Si ha pertanto, come nella figura citata, il ventre di corrente alla base, come si è detto, mentre il ventre di tensione è, per forza di cose, all'estremità più alta.

Poiché la massima corrente si riscontra alla connessione tra apparato e terra, occorre che la resistenza presentata dal suolo sia minima se si vogliono limitare le perdite dovute alla resistenza ohmica. Per questo motivo, sotto le antenne dei radiodiffusori vengono distese ampie diramazioni di conduttori metallici (**figura 59 NP**), in ciò avvicinandosi alla già vista « Ground Plane » che però può portare la sua terra (evidentemente nei limiti di dimensione e quindi di frequenze agibili) ovunque, anche in alto.

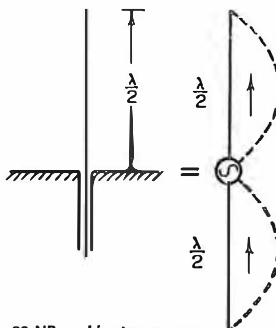
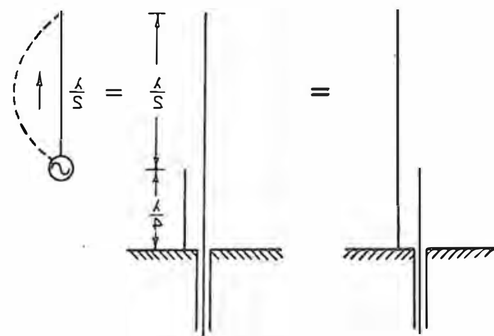


Fig. 60 NP - L'antenna verticale, se è pari ad un'onda intera (fuori terra = mezza onda) rende di più, ciò che è importante per mezzi mobili. Due settori a quarto d'onda affiancati permettono l'adattamento col coassiale: la loro disposizione può essere vantaggiosamente invertita.

Il tratto radiante può però essere anche di dimensioni pari a mezza onda; in tal caso il tutto, in analogia a ciò che si è già visto nell'ultima figura diventa un'antenna bipolare ad onda intera: la distribuzione della tensione e della corrente si inverte in quanto a posizionamento dei rispettivi nodi e ventri (vedi **figura 60 NP**). Il fatto porta il punto di alimentazione (che è sempre alla base) ad un'impedenza ben più alta con conseguente impossibilità di coincidenza diretta con l'impedenza del cavo coassiale: necessita allora di un dispositivo di adattamento tra antenna e linea. Esso è, a buon conto, giustificato dal maggiore rendimento che l'antenna a piena onda in questo caso consente e che può essere valutato, teoricamente, a 1,67 dB nei confronti della mezza onda.

Il tratto radiante può essere ulteriormente allungato portandolo ad una lunghezza pari a mezza onda + un quarto d'onda. Per il tratto corrispondente al quarto d'onda si affiancano due elementi (vedi figura) che costituiscono una sezione di adattamento: l'antenna rimane ad onda intera ma l'accresciuta separazione tra il tratto a mezza onda superiore e la sua immagine reca il beneficio di un guadagno, elevandolo a 3,26 dB teorici sul dipolo a mezza onda.

Del tutto eguale è la soluzione che figura per ultima nell'illustrazione; l'elemento radiante a massa offre maggiore protezione contro le scariche.



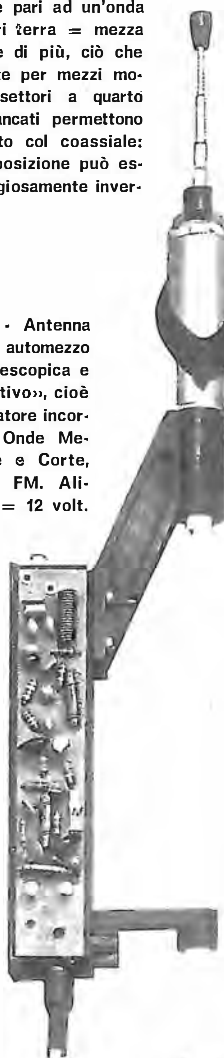


Fig. 61 NP - Antenna corta per automezzo (cm 50), telescopica e del tipo «Attivo», cioè con amplificatore incorporato per Onde Medie, Lunghe e Corte, nonché per FM. Alimentazione = 12 volt.

Antenne per portatili

Vi sono antenne il cui particolare impiego porta a soluzioni costruttive che non ricercano più, come principio, la esatta corrispondenza ai calcoli teorici della risonanza bensì mirano soprattutto alla praticità ed alla comodità dell'uso.

In questa categoria, non vi è dubbio possano essere incluse in primo piano, le antenne per auto destinate alla ricezione della radiodiffusione (sia su ultracorte che su onde Medie); quelle per la rice-trasmissione, ovviamente vanno viste sempre secondo quanto sin qui esposto, con l'accorgimento di considerare come « terra » il tetto, o comunque la carrozzeria del mezzo mobile.

Nelle antenne d'auto per radiodiffusione si può oggi notare una suddivisione in due grandi categorie: tipi detti « passivi » e tipi detti « attivi ».

In contrapposto al modello attivo si intendono per passive tutte quelle antenne che non sono corredate, come le attive, di una propria, particolare amplificazione del segnale. La differenza di risultati è, si comprende, notevole.

Mentre le passive sono semplici stili da collocarsi al di fuori della carrozzeria, le attive sono elaborate nell'intento di conciliare lo scarso sviluppo del mezzo di captazione con un elevato rapporto segnale/disturbo e ricorrono ad amplificatori idonei (**figura 61 NP**).

Nel progetto di questi amplificatori si tiene sempre conto della duplice gamma di ricezione (ultracorte e medie) per cui si ha una opportuna differenziazione dei circuiti (**figura 62 NP**). Nello schema, T2 è l'amplificatore per la banda FM mentre per le Medie il segnale è inoltrato a T1; l'induttanza di U (primario) è così piccola

da costituire per le O. Medie un semplice passaggio. T1 trasferisce il segnale a T3 che ha il compito, in base al valore di polarizzazione dato da R, di amplificare selettivamente il segnale, vale a dire agire solo per il segnale utile lasciando fuori quanto è dovuto al rumore di fondo.

Un cenno è necessario nei riferimenti delle antenne a ferrite dato che in molti ricevitori esse vengono incorporate onde esimere l'ascoltatore dalla necessità di provvedere un mezzo di captazione. Il vantaggio è più che evidente nei casi degli apparecchi « tascabili » o comunque piccoli e portatili, con pretese non eccessive di risultati.

Consistono, come già ci è noto, di una bobina d'induttanza di ampie dimensioni, avvolta a spire affiancate su di un bastoncino di ferrite. L'alta permeabilità di quest'ultima e le dimensioni relativamente grandi elevano il Q del circuito e fanno sì che la bobina possa essere influenzata efficacemente dal campo elettromagnetico delle onde in arrivo.

Questa influenza diretta porta a risultati notevolmente differenti a seconda della posizione che l'antenna ha rispetto alla direzione di provenienza del segnale: ne deriva una spiccata direttività che risulta essere in pari tempo un pregio (eliminazione di interferenze) ed un inconveniente (necessità di orientare spesso l'apparecchio stesso). Sinora questo tipo d'antenna è stato realizzato solo per le Onde Medie ma, dato che ormai l'interesse dell'ascolto si è portato sempre più verso le emittenti in VHF che, oltre tutto, con la modulazione di frequenza consentono risultati qualitativamente migliori, si sono avuti i primi esemplari di antenne avvolte anche per le ultracorte; la ferrite necessaria in questo caso è di costo più alto e l'antenna comporta uno stadio suppletivo dell'amplicazione/adattamento.

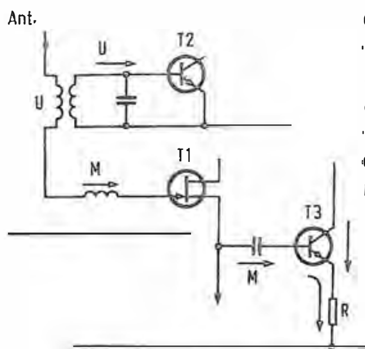


Fig. 62 NP - Negli amplificatori per antenne autoradio dal momento che si tende a rendere corto lo stilo per ragioni di praticità d'uso, è importante tenere in debita considerazione l'aumento del fruscio che gli stadi possono produrre danneggiando il debole segnale. In questo schema si provvede con T3 a bloccare il disturbo.

L'antenna elicoidale

Si è constatato come le comunicazioni con satelliti, o tramite satelliti, siano soggette a disturbi derivanti da alterazioni della polarizzazione; è in conseguenza di ciò che si è sviluppata la tendenza all'impiego di un tipo di polarizzazione che ha dimostrato di ovviare assai bene agli inconvenienti rilevati.

La polarizzazione circolare è appunto questo terzo tipo di polarizzazione, ed è ad essa strettamente legata la struttura dell'apposita antenna che prende il nome di antenna elicoidale (**figura 63 NP**).

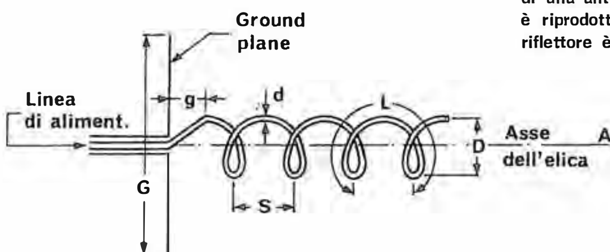
Diremo subito che con antenne di questo tipo è possibile la ricezione anche di onde polarizzate normalmente; il rendimento leggermente inferiore in questo caso, può essere senz'altro tollerato dati i vantaggi che si conseguono se il sistema di comunicazione (impianto) risulta in prevalenza usato per collegamenti a distanze rilevanti.

La polarizzazione assume il senso circolare che corrisponde a quello d'avvolgimento dell'elica. I due punti del collegamento devono adottare antenne che presentino lo stesso senso di avvolgimento. Il guadagno dipende dal numero di spire: con 18 spire si raggiungono i 17 dB. Col numero di spire varia anche la larghezza del lobo di radiazione che passa da 47° per sei spire a 24° per 20 spire.

La dimensione L (circonferenza della spira) può corrispondere ad una lunghezza d'onda: in tal caso si ottiene il massimo di irradiazione nel senso dell'asse A dell'elica ma la resistenza di irradiazione assumendo un valore attorno ai 140 ohm obbliga a dispositivi di adattamento col cavo a 75 ohm.

Per frequenza tra 290 e 500 MHz ci si può orientare sui seguenti parametri: $D = 0{,}32\lambda$; $S = 0{,}22\lambda$; $d = 0{,}02\lambda$; $g = S/2 = 0{,}12\lambda$.

Il riflettore può essere tanto del tipo « ground plane » (si veda quanto detto in proposito all'antenna che porta questo nome) quanto parabolico come in fotografia. Nel primo caso G (diametro) sarà eguale a 0,8λ o maggiore; può essere adoperata una lastra di metallo buon conduttore o una griglia. Si noti che la forma parabolica del riflettore non permette ancora di classificare questa costruzione tra le antenne paraboliche vere e proprie in quanto, di solito queste sviluppano in maniera molto più spinta le dimensioni della parabola e curano attentamente la tecnica della « messa a fuoco »; di ciò ora diremo.



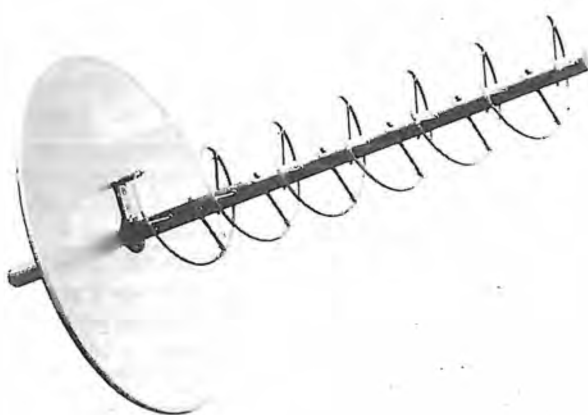


Fig. 63 NP - Sono riportati i parametri che determinano le caratteristiche di una antenna elicoidale ed è riprodotto un esemplare il cui riflettore è foggiato a parabola.

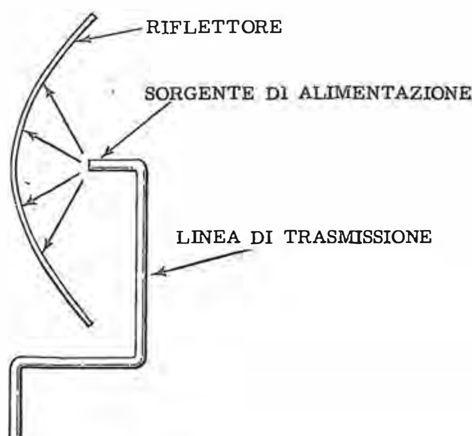
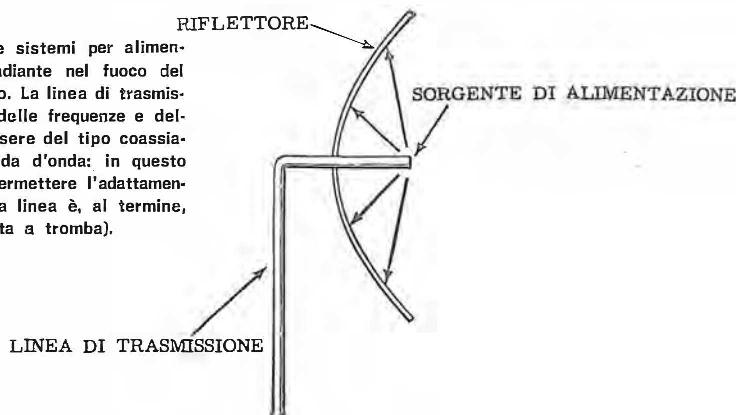


Fig. 64 NP - I due sistemi per alimentare l'elemento radiante nel fuoco del riflettore parabolico. La linea di trasmissione, a seconda delle frequenze e delle potenze può essere del tipo coassiale o del tipo guida d'onda: in questo ultimo caso per permettere l'adattamento di impedenza la linea è, al termine, rastremata (foggiata a tromba).



Maggiorando opportunamente (2,5λ per lato) il riflettore (così come si è visto per i dipoli: figura 54 NP) si possono impiegare più antenne che devono essere alimentate in fase e presentare lo stesso senso di avvolgimento. Adottando due antenne con spirale a senso inverso si ottiene una polarizzazione lineare.

Antenne paraboliche

L'impiego intensivo ed estensivo che oggi si fa delle frequenze alte (UHF) e la previsione che le bande dei gigahertz debbano progressivamente servire, sempre più, a vecchi e nuovi servizi, ha imposto tecnologie e componenti specifici che, forse più che in altri settori sono in via di rapido sviluppo.

Per quanto riguarda le antenne però, se si eccettua il tipo a scansione elettronica da noi già segnalato nei riferimenti all'impiego del radar (figura 82 LM) non si hanno soluzioni rivoluzionarie; si nota tuttavia, che antenne sinora destinate ad apparecchiature altamente professionali (ci riferiamo ai radar ed ai ponti radio) fanno ora la loro comparsa in settori di un più generalizzato servizio: ad esempio nella televisione a grande distanza, via satellite. Le antenne in questione sono appunto, le paraboliche.

Il perché della scelta è semplice: si tratta del tipo che offre il più alto guadagno, e la cui realizzazione è facilitata proprio in virtù delle ridotte dimensioni dell'elemento antenna, conseguenti alla frequenza elevata. In altri termini, vogliamo dire che, senza eccedere nell'ingombro (ad esempio, 60 cm di diametro del riflettore parabolico) si raggiungono guadagni molto alti (34 dB rispetto al dipolo a mezza onda) perché l'antenna essendo di 2,5 cm soltanto (pari alla lunghezza d'onda) può godere di un riflettore il cui diametro è 24 volte la lunghezza dell'antenna: questa relazione essendo quella che determina l'effetto di focalizzazione, effetto che sta alla base del sistema e del rendimento.

Anche l'angolo del fascio irradiato dipende dal diametro del riflettore; si può calcolare moltiplicando per 58 la lunghezza d'onda e dividendo il risultato per la misura del diametro: in genere si hanno angoli ridottissimi, dell'ordine di uno o due gradi.

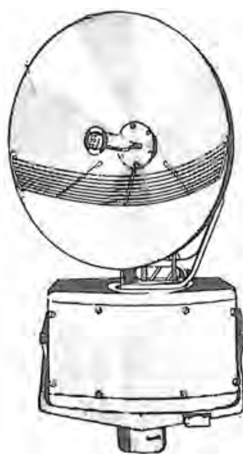
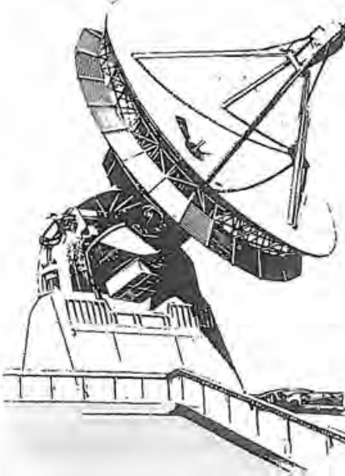


Fig. 65 NP - Antenna con dispositivo a grata posto di fronte all'elemento radiante ed alla parabola: esso può esercitare un'azione riflettente o meno (che deforma il fascio, di proposito) a seconda del suo spostamento. Il tutto può ruotare di 90° mediante motore.

Fig. 66 NP - Le antenne a parabola per telecomunicazioni (sia ponti diretti, terrestri, che spaziali, a mezzo satelliti) raggiungono ampie dimensioni (32 m di diametro). Il guadagno direttivo che è ora di 64 dB su 6 GHz (fascio = 0,1°) potrà salire a 75 dB quando si impiegheranno frequenze triple.



L'elemento radiante solitamente è un dipolo posto nel fuoco della parabola. La sua alimentazione (**figura 64 NP**) può essere anteriore o posteriore alla parabola: la scelta viene fatta in base alla migliore soluzione meccanica.

I collegamenti effettuati con lunghezze d'onda di pochi centimetri sono soggetti a fenomeni di comportamento e propagazione tipici delle frequenze così alte: un minimo ostacolo (un albero, un muro, un monumento, ecc.) perturba la propagazione. Non è possibile, ad esempio, alcuna ricezione con antenna interna perché l'onda non attraversa né il muro, né il tetto.

Per contro, risulta facile evitare interferenze e riflessioni in linea di massima, grazie al diagramma di direttività così stretto. In considerazione di questa direttività spinta occorre orientare l'antenna con grande precisione, non solo, ma si rende indispensabile che la struttura sia salda e non risenta quindi degli effetti del vento: ciò è intuibile se si pensa che l'orientamento verso la trasmittente richiede una precisione inferiore ad un grado.

La **figura 65 NP** si riferisce ad un assieme, orientabile, che mediante una grata movibile posta davanti all'antenna, in virtù di una polarizzazione ad essa conferita suddivide il fascio d'onde in tante parti contenenti una medesima quantità di energia: il diagramma di irradiazione diventa così, a « lama » perché si trasforma in un fascio piatto, divaricantesi nella direzione delle onde. Questa trasformazione è particolarmente utile al funzionamento del radar.

Nelle installazioni di ponti usufruenti di satelliti geostazionari si è obbligati a tener conto del fatto che l'emittente posta sul satellite non può avere un'antenna molto grande, né molta potenza. Occorre allora sviluppare quanto più possibile (**figura 66 NP**) la postazione terrestre. In queste antenne si nota la presenza del subriflettore (qualcosa di simile alla grata della figura precedente). È una piastra circolare che riflette (rimanda verso la parabola) quella parte di energia che altrimenti il dipolo irradierebbe senza possibilità di raccolta per il rafforzamento del fascio.

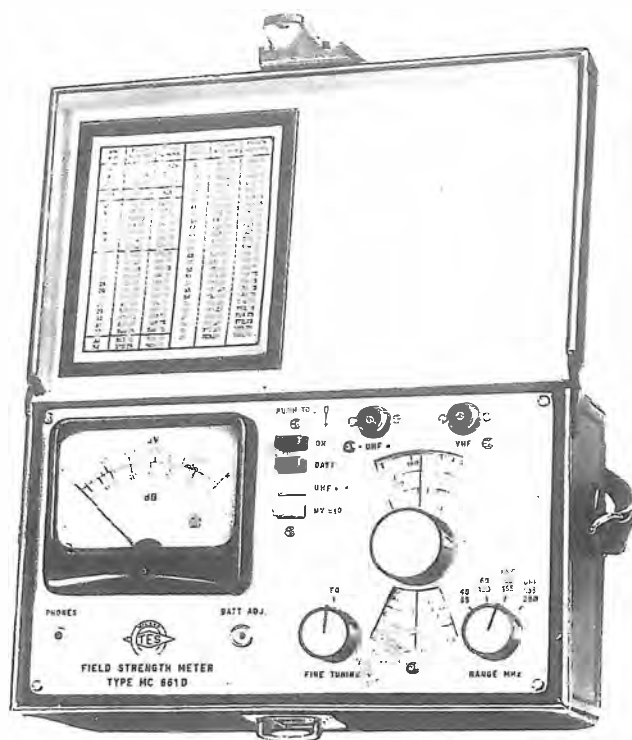


Fig. 67 NP - **Strumento per la misura dell'intensità di campo previsto per l'impiego specifico nelle bande TV ed FM; ha una sensibilità che va da 10 μV a 10 000 μV in due portate e può servire sino ad 1V mediante due attenuatori esterni. Corredato di cuffia per il controllo audio.**

Le misure

Le misure che si possono effettuare in questo settore sono — tranne qualche eccezione — classificabili in un campo altamente professionale. Per controllare che un sistema antenna corrisponda — in particolar modo per scopi di emissione — a tutti i requisiti di progetto si devono verificare, con strumenti piuttosto sofisticati, molti valori. Possiamo condensarli come segue: **a**) impedenza d'entrata ed impedenza mutua; **b**) diagramma di irradiazione; **c**) guadagno; **d**) fronte di fase; **e**) polarizzazione.

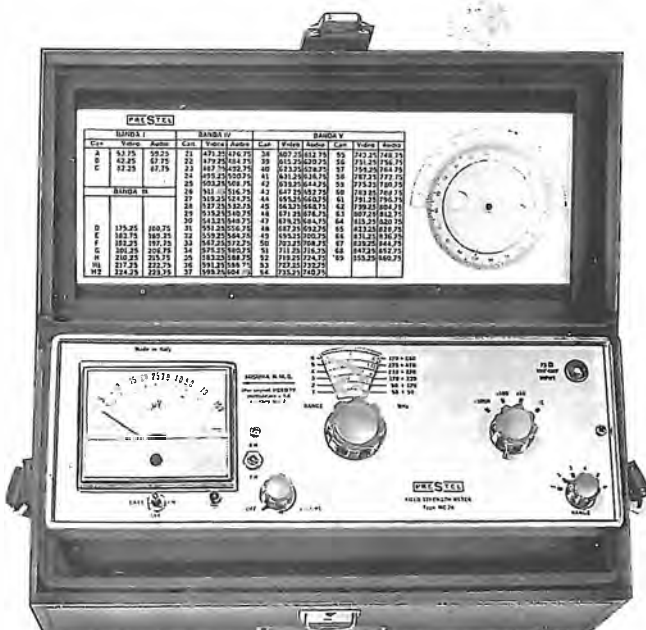


Fig. 68 NP - **Altro modello di apparecchiatura che svolge le stesse funzioni di cui allo strumento illustrato nella figura precedente. Destinati al « servizio » sono entrambi facilmente portatili e corredati di borsa oltre che dotati d'alimentazione autonoma.**

La prima misura si esegue con ponti per frequenze, sino a 30 MHz; andando oltre con la frequenza si ricorre sempre più alle linee risonanti regolabili. La seconda misura presume l'impiego di un misuratore dell'intensità di campo ed il diagramma da tracciare, che è tridimensionale, richiede letture per tutti gli angoli dello spazio.

Il guadagno si ricava comparando l'antenna in esame con un'antenna standard; occorre un ricevitore con indicatore di livello e le antenne vengono alternativamente connesse a detto ricevitore.

Delle antenne che si collocano nel fuoco di riflettori occorre determinare i contorni dei punti a fase costante perché così si riesce ad individuare il centro effettivo del sistema radiante. Allo scopo si compara la fase del campo irradiato con un segnale di riferimento prelevato direttamente dalla fonte e si interpreta il battimento.

Infine, la polarizzazione: può essere misurata con metodi diversi. Uno di essi si basa sulla lettura dell'ampiezza e della fase relativa di due componenti dell'onda, polarizzate perpendicolarmente in modo lineare.

Le misure che sono fattibili in maniera assai più corrente sono quelle dell'intensità di campo e quelle del fattore ROS (onde stazionarie sulla linea di alimentazione) Queste ultime tuttavia richiedono già uno strumento un po' particolare, non molto diffuso; interessano in modo diretto i dilettanti di trasmissione.

Per l'intensità di campo sono disponibili dei voltmetri tarati, sintonizzabili su gamme diverse di frequenza: i più diffusi sono quelli destinati al controllo delle installazioni TV. (**figura 67** e **68 NP**).

Amplificatori d'antenna

La necessità di amplificare il segnale d'antenna si fa sentire, in linea di principio, al crescere delle frequenze impiegate. I segnali captati possono risultare troppo deboli — in particolare nei confronti delle diverse fonti di rumore — per permettere all'apparecchiatura (si parla, qui, naturalmente, solo di ricezione) di funzionare nel pieno delle sue caratteristiche. Sono comparsi così amplificatori sempre più efficienti mano a mano che appositi transistori venivano elaborati con caratteristiche idonee alle VHF ed alle UHF.

Si possono verificare esigenze d'amplificazione per una gamma relativamente ristretta di frequenza (ad esempio, un canale TV), così come per intere bande (amplificatori detti a banda larga).

In ogni caso l'applicazione di un amplificatore è fattibile solo se i segnali captati hanno un livello abbastanza più alto a quello di rumore dell'amplificatore stesso; se così non è, si deve intervenire sull'antenna in quanto tale sostituendola con un tipo a maggiore rendimento. Al fine

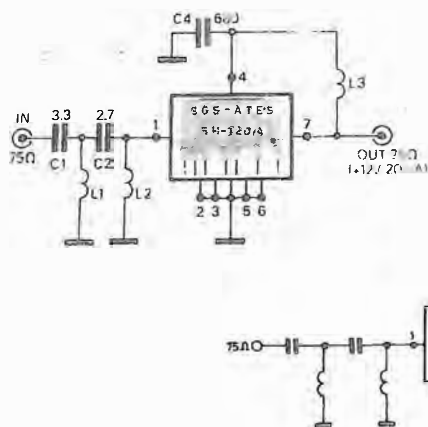


Fig. 69 NP - Amplificatore ibrido, a 2 stadi incapsulato, per gamma 40 ÷ 900 MHz. Figura di rumore = 5 dB; guadagno = 16 dB; alimentazione = 12 V. Tensione d'uscita = 100 mV su 75 ohm; — 60 dB di intermodulazione.

Fig. 70 NP - Amplificatore ibrido a 2 stadi e stadio in cascata aggiunto. Il guadagno è di 26 dB per banda da 470 a 860 MHz; rumore = 4,5 dB; — 60 dB di intermodulazione. Alimentazione = 24 V. La tensione d'uscita raggiunge i 400 mV a 800 MHz.

di evitare il peggioramento del rapporto segnale/rumore che la linea di trasmissione può apportare (il cavo attenua il segnale, mentre il rumore non scende mai sotto un certo livello) bisogna inserire l'amplificatore quanto più vicino possibile all'antenna: direttamente sul palo di sostegno o subito sotto ad esso, nel sottotetto.

In **figura 69 NP** lo schema di applicazione di un amplificatore che, secondo la tecnica divenuta abituale in questo settore, è realizzato su piastrina ceramica con collegamenti e parte dei componenti depositati a « strato spesso »; essendo le altre parti montate normalmente l'assieme è definito « ibrido ». La **figura 70 NP** vede un ibrido al quale fa seguito uno stadio a transistore, ciò che porta l'amplificazione totale a 26 dB per una banda passante da 470 a 860 MHz. In **figura 71 NP**, infine, la piastrina prima del rivestimento protettivo in resina.

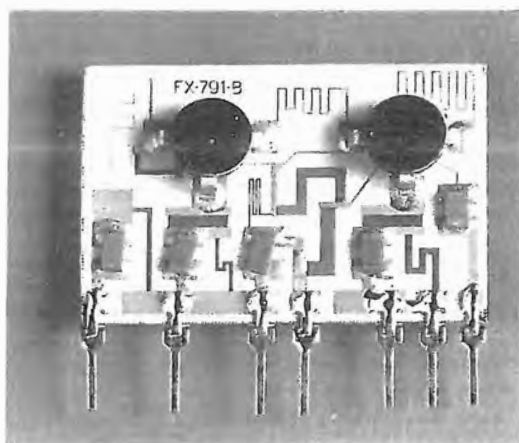


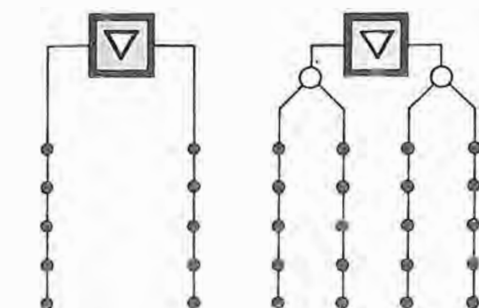
Fig. 71 NP - L'amplificatore ibrido a 2 stadi SH 221 prima del rivestimento in resina plastica. Gran parte del circuito è realizzata con la tecnica del film spesso. Senza aggiunta di stadi corrisponde, nei risultati, all'SH 120A (figura 69 NP). Alimentazione a 24 V.

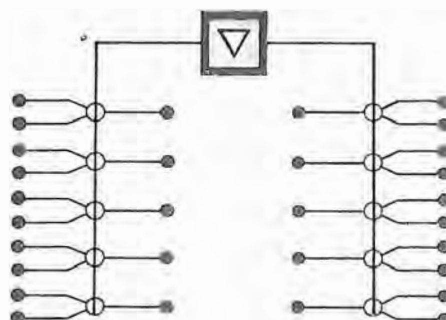
Antenne centralizzate

Gli amplificatori di cui si è detto sono costruiti per soddisfare quasi sempre non le esigenze di una sola apparecchiatura ma, contemporaneamente, quelle di più utenti. In questo caso si perviene a quella centralizzazione dell'impianto che permette a tutti di beneficiare di un'installazione unica, attuata nella posizione più favorevole: oltre a ciò vi è anche un vantaggio economico per i singoli.

Il numero di prese (**figura 72 NP**) e la loro ubicazione condiziona l'impianto che, in quanto a caratteristiche proprie deve sottostare a precisi requisiti senza l'osservanza dei quali i risultati possono essere inferiori a quelli di una antenna singola di ripiego.

Vi sono norme che suggeriscono il livello massimo, alle prese, della portante (nel caso più usuale, e cioè TV = 10 mV se si hanno molti canali) ed il livello minimo (0,75 ed 1 mV per VHF ed UHF rispettivamente). L'impedenza standardizzata per i cavi è quella di 75 ohm. Tra le prese deve sussistere un disaccoppiamento di almeno 48 dB se l'allocazione o le conversioni di canale sono tali che le frequenze fondamentali o quelle armoniche dell'oscillatore locale dei ricevitori cadono nei canali distribuiti. Tutte le norme al riguardo presuppongono che il campo elettrico dei segnali nel luogo dell'installazione sia superiore o eguale a questi valori: 250, 560, 1780, 3160 μV/m (oppure 48, 55, 65, 70 dB — μV/m) per la Banda I della TV e radio FM, la III, la IV e la V rispettivamente. Il guadagno dell'antenna deve essere, nello stesso ordine, di 8,6; 13; 12,5; 10,4 dB.





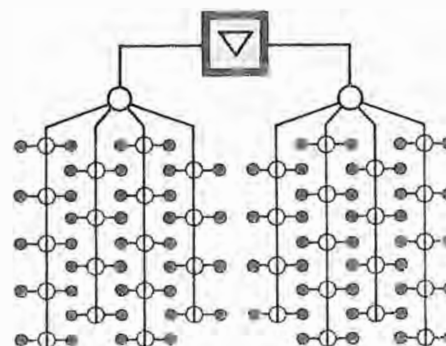
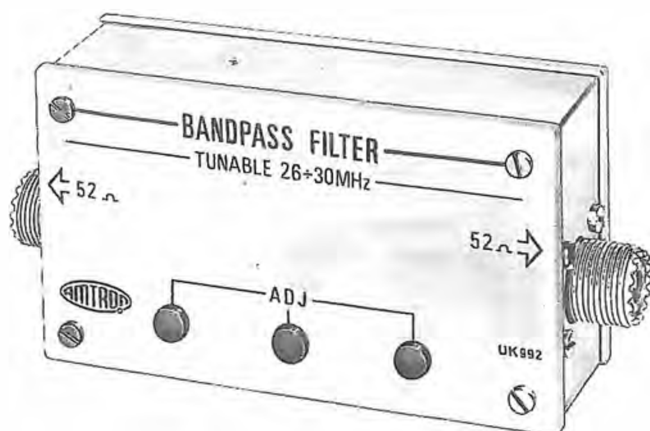




Fig. 72 NP - L'amplificatore invia il segnale amplificato alle prese d'utente mediante il sistema di distribuzione a cavo che varia da caso a caso e può prevedere prese in cascata su due o più discese, oppure deviazioni per piano o deviazioni da discese diverse parallele.

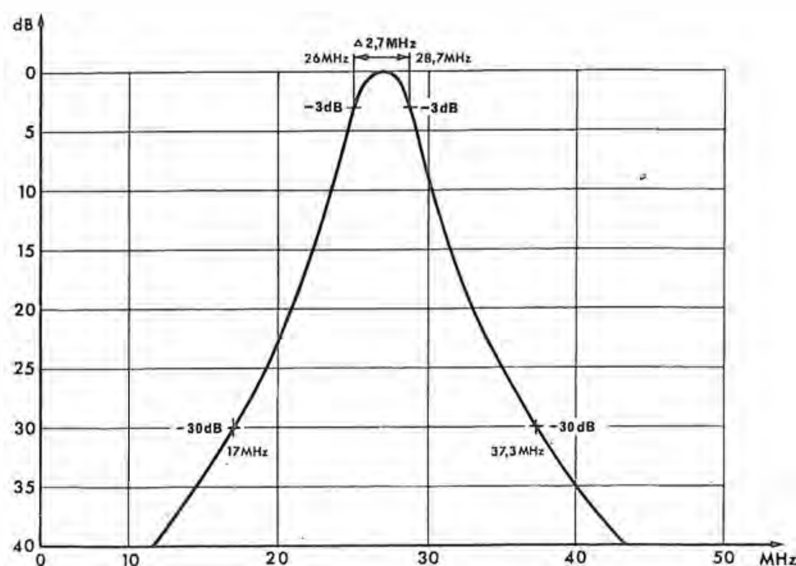


Filtro d'antenna a banda sintonizzabile per emittenti dilettantistiche nella gamma 26 - 30 MHz

Chi effettua trasmissioni dilettantistiche sia sulla gamma internazionale dei 10 metri che in quella cittadina (CB) sa che la propria emissione può, con facilità, interferire nei servizi radio pubblici, in quelli di televisione, ecc. Per evitare questo inconveniente e tutte le noie che esso comporta (sono possibili severe sanzioni) si rende necessario l'impiego di un filtro in antenna: quello che è qui descritto attenua di ben 30 dB l'eventuale segnale presente ai lati (± 10 MHz) della frequenza di centro-banda.

Questa realizzazione si riferisce ad un filtro che risolve radicalmente il problema dell'interferenza delle proprie emissioni con altri servizi, come prescritto dai regolamenti. Infatti, esso ha una larghezza di banda sufficiente a far passare la banda di emissione, (per esempio la banda dilettantistica dei 10 metri) con attenuazione minima, mentre la rilevante pendenza della curva di attenuazione rende la soppressione delle emissioni spurie estremamente efficace in tutto il resto dello spettro delle frequenze.

Il risultato è ottenuto mediante l'adozione dello schema di passabanda del secondo ordine.



A - La curva di selettività del filtro dimostra che per la gamma relativa alla frequenza di emissione (banda passante) l'attenuazione è contenuta entro 3 decibel mentre, rapidamente, vi è un aumento dell'attenuazione stessa, da un lato e dall'altro, vale a dire per quelle frequenze, prossime, che potrebbero essere disturbate dall'emissione.

Con un ricevitore ad onde corte di una certa sensibilità si può constatare quanto numerose siano le stazioni che si possono captare, grazie alla grande portata di queste bande di frequenza. Questo avviene in modo sempre minore man mano che la frequenza aumenta in quanto diminuisce la riflessione ionosferica che permette le eccezionali portate delle stazioni ad onde corte.

Se una stazione emittente dilettantistica, anche se rigorosamente canalizzata per la frequenza centrale, comincia ad emettere anche delle armoniche dovute all'imperfetto funzionamento degli stadi finali di alta frequenza, è ovvio che essa andrà a disturbare l'ascolto di stazioni che trasmettono regolarmente sulle suddette frequenze armoniche.

Un esempio classico è l'inserimento delle stazioni in banda cittadina su alcuni canali televisivi, Ora, non è possibile prevedere sempre quali saranno le stazioni disturbate dalle nostre emissioni armoniche, ma il senso comune di civiltà insegna ad evitare assolutamente questo pericolo anche qualora si fosse sicuri di non poter essere individuati.

Per questo motivo presentiamo un filtro che non lascia passare che la frequenza permessa e sopprime rigorosamente **tutte** le altre frequenze, e non solo le singole armoniche che potrebbero disturbare, per esempio, la ricezione televisiva.

Dall'esame della curva (vedi figura) si può rilevare quanto il filtro sia efficace.

La banda passante a 3 dB è solo leggermente maggiore di quella ammessa per le emissioni nelle bande previste e la pendenza di attenuazione al di fuori di questa banda è estremamente ripida, tanto da raggiungere i 30 dB ad una distanza di 10 MHz dalla frequenza centrale.

Dire 30 dB significa dire in termini reali un'attenuazione di potenza di 1000 volte, quindi praticamente un'emissione in tale banda avrebbe una portata di propagazione trascurabile anche con potenze discrete in fondamentale.

I vari tipi di filtri

Riteniamo opportuno richiamare i concetti già esposti sull'argomento, vale a dire su questi dispositivi, che servono a lasciar passare solo determinate frequenze escludendone altre.

I filtri destinati ad operare sulle onde elettriche possono essere classificati in diversi modi. In termini riferiti allo spettro di frequenza si può trattare di filtri ad audio frequenza o a radiofrequenza.

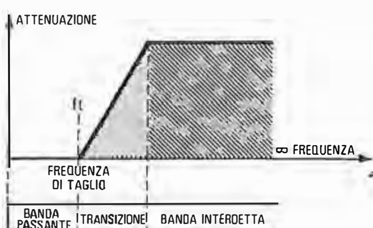
In relazione a ciò, avremo filtri ad induttanza-capacità, oppure, per le ultrafrequenze, filtri a costanti distribuite come i filtri a linea parallela o i coassiali o le guide d'onda.

Esistono anche filtri che comprendono risonatori elettromeccanici come i cristalli di quarzo, i filtri meccanici e le ceramiche piezoelettriche.

Se una rete possiede una sorgente interna di energia il filtro è detto « attivo », se la sorgente è specificamente destinata a modificare le perdite del filtro.

In pratica qualsiasi amplificatore selettivo è un filtro attivo, ma esistono filtri attivi che usano tecniche molto sofisticate per ottenere risultati che non è possibile ottenere con i filtri passivi.

Ci sono cinque tipi base di reti selettive usate per la discriminazione delle frequenze nelle apparecchiature elettroniche.

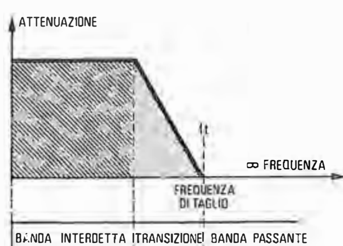


B - FILTRO PASSA-BASSO. - Le frequenze da 0 sino alla frequenza scelta come frequenza di taglio passano tutte, integralmente; dopo una zona di transizione, la cui larghezza dipende dalla pendenza della curva, non passa più alcun segnale.

1) **Il filtro passa-basso.** Esso lascia passare tutta l'energia dell'onda dalla frequenza zero fino ad una determinata frequenza detta « di taglio » (cutoff) e respinge tutta l'energia oltre tale limite.

Per esempio la trasmissione della voce umana richiede una banda che vada all'incirca da 0 ÷ 4000 Hz.

2) **Il filtro passa-alto.** Impedisce la trasmissione delle frequenze che stanno al di sotto di un determinato punto e si comporta come se fosse elettricamente trasparente alle frequenze che stanno oltre questo punto.

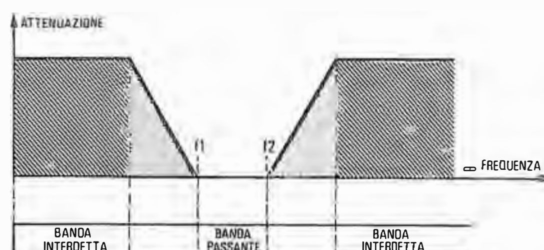


C - FILTRO PASSA-ALTO - È esattamente l'opposto del filtro precedente: lascia passare solo i segnali a frequenza più alta della frequenza di taglio (salvo la solita zona di transizione).

La guida d'onda, usata nelle microonde si comporta come un tipico filtro passa-alto e di solito non trasmette frequenze al di sotto di alcune centinaia di MHz.

3) **Il filtro passa-banda.** È quello sul quale ci soffermeremo maggiormente appunto perché questo nostro montaggio è un filtro di questo tipo.

D - FILTRO PASSA-BANDA - Come si vede, può essere considerato l'abbinamento di un filtro passa/basso con un filtro passa/alto; viene lasciata, tra i due, la banda passante che interessa, la cui zona di frequenza (f1-f2) dipende ovviamente dalle caratteristiche che si vogliono conferire al filtro.



Questa specie di filtro consente il passaggio delle onde che vanno da una determinata frequenza inferiore fino ad una determinata frequenza superiore. Le frequenze non comprese entro questa banda vengono fermate.

Questo filtro è di gran lunga il più importante ed il più usato nelle apparecchiature elettroniche.

4) **Il filtro a reiezione di banda.** È usato nei circuiti elettronici se una determinata frequenza (od una determinata banda di frequenze) deve essere fermata. Di questa categoria fanno parte i cosiddetti circuiti trappola.



E - FILTRO A REIEZIONE DI BANDA - Ha un'azione esattamente opposta a quella del filtro passa/banda; infatti, impedisce ad una banda di frequenza prescelta, di transitare in circuito. Naturalmente, come per tutti i filtri, vi sono zone di passaggio graduale (pendenza dei fianchi).

Al di fuori della banda proibita tutte le frequenze devono passare senza attenuazione apprezzabile.

5) **I filtri passa-tutto** passano tutte le componenti del segnale d'ingresso ma introducono un certo sfasamento per certe frequenze dello spettro.

Un corto impulso all'ingresso di un siffatto filtro è modificato in un segnale di durata maggiore modulato in frequenza. È evidente che un sistema passa-tutto può essere chiamato un filtro solo in un certo senso, in quanto per quanto riguarda la frequenza non esercita alcuna influenza sulla sua ampiezza, né può distinguere tra frequenze di diverse ampiezze.



Dal punto di vista del passaggio delle frequenze, un filtro ideale deve lasciare passare senza attenuazione le frequenze che sono destinate a passare mentre per tutte le altre frequenze l'attenuazione deve essere infinita.

Da questo punto di vista un filtro ideale è mostrato in figura F. Si chiama funzione di trasferimento la funzione che lega il rapporto tra la grandezza in entrata e quella in uscita. Tale rapporto è nel caso ideale ovviamente 1.

La figura F riguarda esclusivamente l'ampiezza dell'onda passante.

Il filtro, anche se ideale, si comporta, come una linea di ritardo e la fase in uscita non sarà eguale a quella che abbiamo in ingresso.

A causa dei componenti reattivi e delle costanti di tempo l'onda non cambierà in frequenza ma in fase.

Da questo fenomeno, supponendo costante lungo la linea il ritardo di fase, derivano le zone di trasmissione che si notano in figura D.

I calcoli per determinare la pendenza della linea di attenuazione nella zona di trasmissione sono piuttosto complessi. Ne daremo qualche accenno in seguito.

Il nostro dispositivo è chiamato propriamente « soppressore di armoniche » in quanto elimina tutte le frequenze al di fuori di quella che ci interessa.

Il problema avrebbe potuto essere risolto con un semplice circuito oscillante serie opportunamente smorzato in modo da ottenere la necessaria larghezza di banda. Ma questo sistema avrebbe portato a due inconvenienti: notevole perdita di potenza dovuta alla resistenza di smorzamento e bassa pendenza di attenuazione ai limiti della banda, dovuta al piccolo Q ottenibile per una larghezza di banda relativamente grande.

Abbiamo preferito ricorrere ad un filtro passa-banda del secondo ordine che presenta un rendimento molto migliore.



F - In un filtro ideale il passaggio della zona passante a quella interdetta e viceversa deve essere immediato, come in figura, e cioè senza le zone di transizione che, in pratica si hanno quasi sempre.

Passa-banda del 2° ordine

Un filtro di questo tipo è costituito da due circuiti oscillanti (che possono essere in serie od in parallelo). Essi sono accoppiati reattivamente tra di loro in vari modi: mediante induttanza, capacità o mutua induttanza.

L'accoppiamento ad induttanza od a capacità può essere di due tipi: accoppiamento alla testa od alla base. Esitono inoltre vari tipi di accoppiamento complesso.

Definiamo ora il filtro che costituisce il montaggio in questione.

Esso è composto da due circuiti oscillanti serie, accoppiati capacitivamente alla base. Questo tipo di accoppiamento si riconosce dal fatto che il condensatore di accoppiamento è disposto tra il punto mediano e la massa (figura G).

La larghezza di banda dipende, come vedremo, dal valore di questa capacità. Maggiore è la capacità di accoppiamento, minore è la larghezza di banda.

I due circuiti oscillanti devono essere accordati alla frequenza centrale per ottenere l'andamento della curva di figura A, che è detto gaussiano in analogia alla curva che esprime la legge di Gauss sulla distribuzione degli eventi casuali in rapporto alla probabilità che l'evento succeda.

L'utilizzazione dei circuiti accoppiati è giustificata dalla migliore selettività e dal migliore prodotto larghezza di banda/guadagno che essi presentano. Due circuiti oscillanti accoppiati costituiscono un filtro passa-banda.

Esaminiamo ora il funzionamento di questo apparecchio così semplice, ma che tuttavia è alla base di teorie che portano ad usi che vanno ben oltre lo scopo della nostra applicazione.

Per spiegare in modo comprensibile la teoria dei filtri, cercheremo di fare il minimo uso possibile delle formule matematiche, e se proprio ci saremo costretti cercheremo di dare tutte le spiegazioni utili per comprendere la formula anche a chi non possiede necessarie basi.

Il calcolo di progetto o di verifica di un qualsiasi filtro non può fare a meno della conoscenza, almeno approssimativa, della teoria polare dei filtri.

Qualsiasi filtro, anche il più complesso, si può scomporre in tanti elementi risonanti composti ciascuno da una resistenza, da una capacità, e da un'induttanza.

Se questi elementi saranno disposti in modo da fornire ai loro capi **un minimo** di attenuazione, le loro frequenze di risonanza corrisponderanno ai « poli » della funzione di trasferimento, ossia della curva di attenuazione del filtro in rapporto alla frequenza.

Se gli elementi saranno disposti in modo da fornire **un massimo** di attenuazione avremo, alle frequenze di risonanza definite come sopra, degli « zeri » della funzione di trasferimento.

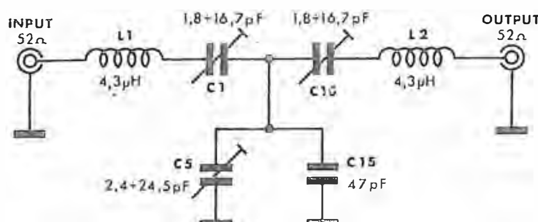
Per esempio, un circuito risonante serie disposto in parallelo alla linea di trasmissione darà luogo ad uno zero della funzione in quanto alla sua frequenza di risonanza avrà un minimo di resistenza e quindi sarà come un cortocircuito per la suddetta frequenza di risonanza che non passerà.

Il contrario avverrà per un circuito oscillante parallelo disposto allo stesso modo; avremo cioè un « polo » alla sua frequenza di risonanza.

Se i circuiti risonanti elementari sono disposti in serie alla linea le condizioni semplicemente si invertono.

Nel nostro caso disponiamo di due circuiti risonanti disposti in serie alla linea di trasmissione, e quindi la funzione di trasferimento dovrà avere due poli.

Troviamo inoltre un terzo elemento che è un condensatore disposto tra il centro del filtro e la massa. Tale condensatore sarà **l'elemento di accoppiamento tra le due sezioni del filtro** ed



G - Due circuiti oscillanti del tipo in serie (L1/C1 - L2/C10), tra loro eguali, sono accoppiati alla base a mezzo della capacità C5 + C15; questo è lo schema del dispositivo da realizzare. La possibilità di variare i valori di C1 e C10 permette di scegliere il valore di centrobanda; con C5 si varia la larghezza di banda.

in seguito ne vedremo l'azione sul comportamento del medesimo.

Inserendo il filtro in un circuito percorso da corrente alternata esso si comporterà come una impedenza variabile con la frequenza.

Chiameremo l'impedenza opposta dal filtro al passaggio della corrente alternata « impedenza di trasferimento » (Zt). Tale impedenza sarà minima per le frequenze che vogliamo lasciare passare e massima per tutte le altre che non devono passare, secondo la curva mostrata in figura A, dove all'impedenza abbiamo sostituito l'attenuazione che può dirsi l'inverso.

Cerchiamo ora di renderci ragione del perché il filtro si comporta in questo determinato modo.

Nello schema del filtro, mostrato in figura G, non vediamo resistenze, ma queste si possono individuare nel Q delle bobine in massima parte ed in parte trascurabile nelle perdite dei condensatori. Queste ultime sono tanto piccole che non le prenderemo nemmeno in considerazione.

L'impedenza di trasferimento del filtro è data dal rapporto tra la tensione alternata all'uscita e la corrente alternata che lo percorre.

Il filtro presenta naturalmente anche un'impedenza di entrata e di uscita i cui dati sono importanti solo nel caso ci sia bisogno di un adattamento di impedenza. Nel nostro caso le due impedenze sono eguali ed hanno il valore standard di 52 Ω.

Per rendere trascurabile il loro effetto di smorzamento sono stati scelti i circuiti risonanti serie; per questa ragione le frequenze di risonanza dei due circuiti accordati devono essere eguali, come devono essere eguali i valori delle induttanze, delle capacità e dei fattori di perdita delle due sezioni.

Una qualsiasi grandezza riferita al campo alternativo si può, per convenzione, scrivere come se fosse un numero complesso. Si tratta ripetiamo, solo di un artifizio per introdurre un sistema di coordinate atte a rappresentare nel modo più conveniente il comportamento delle grandezze alternative sinusoidali. Per esempio un'impedenza in corrente alternata si può rappresentare nel seguente modo:

$$Z = R + jX$$

In questa formula la parte reale R rappresenterà tutte le cadute dovute a grandezze puramente ohmiche ivi comprese le resistenze di dispersione.

La parte immaginaria X rappresenterà tutte le cadute dovute alle componenti reattive (induttanze e capacità).

Il valore in ohm, ossia l'effettiva grandezza adatta per calcolare con la legge di Ohm la caduta di tensione di una rete mista, sarà dato dal modulo di Z che si scrive:

$$|Z| = \sqrt{R^2 + X^2}$$

Tra l'entrata e l'uscita della rete avremo un ritardo od un anticipo di fase che sarà dato dall'angolo la cui tangente trigonometrica sarà il rapporto della parte reattiva su quella resistiva R.

Questo angolo si chiama « angolo di fase ».

Un sistema analogo è usato per determinare i punti caratteristici (poli e zeri) di una qualsiasi linea presentante in circuito resistenze e reattanze disposte nel modo più vario. Il nostro è caso semplice.

Infatti, se stabiliamo un sistema di assi ortogonali nel quale l'asse delle ascisse indichi la progressione delle frequenze, e l'asse delle ordinate indichi una grandezza proporzionale alla particolare frequenza che vogliamo trattare e precisamente alla sua parte reale, otterremo un diagramma come quello mostrato in figura H.

I punti P 1 e P 2 sono i poli del filtro; « fo » è la frequenza centrale della banda passante; « k » è il coefficiente di accoppiamento dal quale, come vedremo dipenderà la larghezza di banda; « Q » è il fattore di merito delle bobine.

Possiamo fare quindi le seguenti considerazioni:

L'altezza dei poli è inversamente proporzionale al « Q », e direttamente proporzionale alla « fo ».

La distanza tra i poli è proporzionale ad « fo » ed al coefficiente di accoppiamento « k ».

Questo coefficiente dipende dal valore del terzo condensatore, C5 + C15 nel nostro schema.

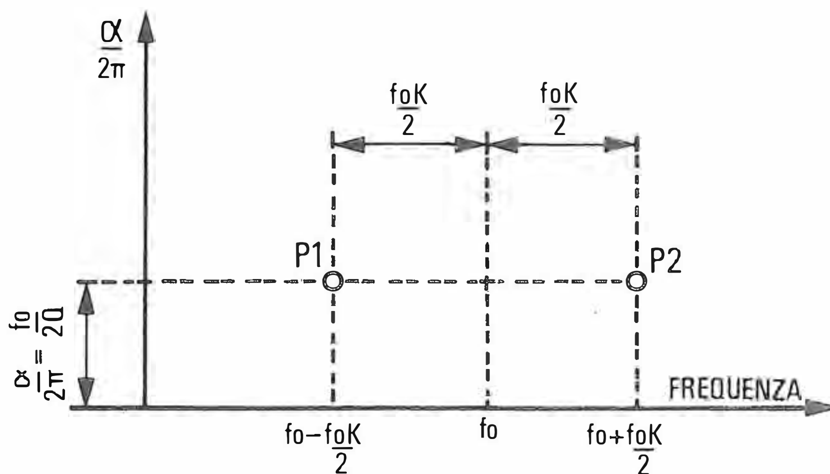
Il valore di « fo » si calcola con la ben nota formula:

$$fo = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

I valori sono L1 = L2 = 4,3 μH.

C1 e C10 sono variabili ed i loro valori estremi appaiono sullo schema.

H - Il posizionamento dei due poli del filtro (P1 e P2) può essere graficamente rappresentato, con tutte le caratteristiche connesse, mediante un sistema di assi ortogonali nel quale sull'asse delle x (ascisse) si pone la frequenza e su quello delle y (ordinate) la grandezza proporzionale alla frequenza interessata.

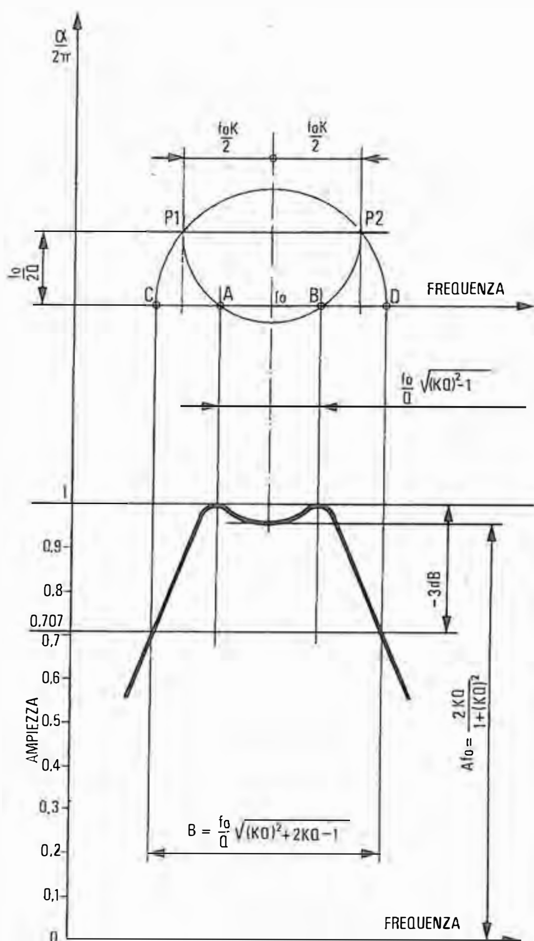


Con la variazione di C1 e C10 si può spostare a volontà entro certi limiti, la frequenza di centrobanda.

La variazione di C5 provoca una variazione della larghezza di banda, sempre entro limiti ben definiti.

Variando l'accoppiamento si otterrà una curva di risposta a due picchi con distanza variabile tra di essi.

Ad un certo punto i due picchi saranno così vicini che non esisterà più l'avvallamento. Questo particolare valore dell'accoppiamento si chiama accoppiamento di transizione.



L - Determinati i due poli (figura precedente) P1 e P2, tracciando il semicerchio centrato sulla retta che li unisce ricaviamo (parte superiore della figura) A e B quali picchi della banda passante; con l'altro semicerchio C e D, in corrispondenza dei quali (sotto) abbiamo i limiti della banda passante a — 3 dB.

Proseguendo con la variazione dell'accoppiamento i due picchi si sovrapporranno e proseguendo ulteriormente si comporteranno in modo da aumentare l'attenuazione minima.

Questa progressione di avvenimenti si verifica nel nostro caso aumentando l'accoppiamento, ossia diminuendo il valore di C5 + C15.

Il valore di C15 è stato mantenuto fisso in modo da non uscire dall'accoppiamento transizionale, per non dovere fare i conti in sede di taratura con l'avvallamento tra i picchi che resterebbero ad ogni modo, in questo caso particolare, sempre al medesimo valore massimo.

In figura L mostriamo come si possa costruire graficamente la curva di banda passante di un filtro del secondo ordine avente le caratteristiche del nostro. Vengono inoltre date le formule dalle quali si possono ricavare con semplici calcoli matematici gli elementi che di volta in volta risultano incogniti, ossia i dati del problema.

Nella metà superiore del disegno abbiamo localizzato la posizione dei poli, col metodo già descritto (P1 e P2).

Se ora tracciamo un semicerchio centrato sull'incrocio della retta di unione dei poli e della verticale tirata sulla frequenza di centrobanda, otterremo le due intersezioni A e B sull'asse delle frequenze.

Le due frequenze così ottenute saranno i picchi della curva della banda passante, se riportate in verticale sul diagramma sottostante che porta in ordine le ampiezze delle onde passanti. L'ampiezza massima è denominata arbitrariamente come unitaria.

Tracciando invece un semicerchio centrato sulla posizione della frequenza di centrobanda sull'asse delle frequenze e passante per i due poli, otterremo le due intersezioni C e D che riportate sul grafico inferiore all'ampiezza 0,707 dalla massima (—3 dB), ci daranno la larghezza di banda normalizzata a 3 dB passante attraverso il filtro.

Il coefficiente di accoppiamento k si può ottenere dalla formula:

$$k = \frac{C1}{C1 + C5 + C15}$$

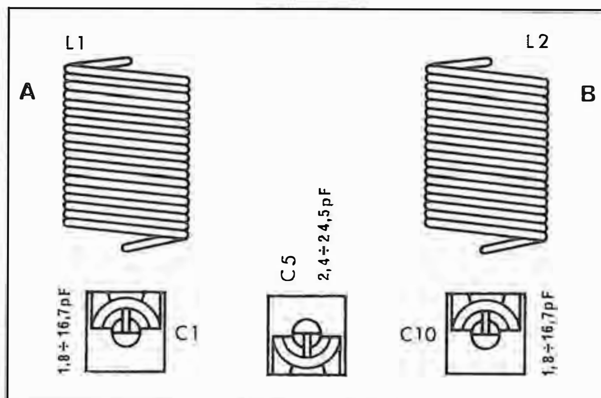
sempre nel caso di eguaglianza delle frequenze dei due circuiti di accordo.

Potrà sembrare strano che si arrivi ad ottenere una variazione della larghezza di banda usando due circuiti accordati sulla medesima frequenza, ma bisogna notare l'azione del condensatore di accoppiamento che entra a modificare la frequenza propria dei due circuiti principali in direzione opposte, in quanto la distanza tra i poli che determina la larghezza di banda varia con « k ».

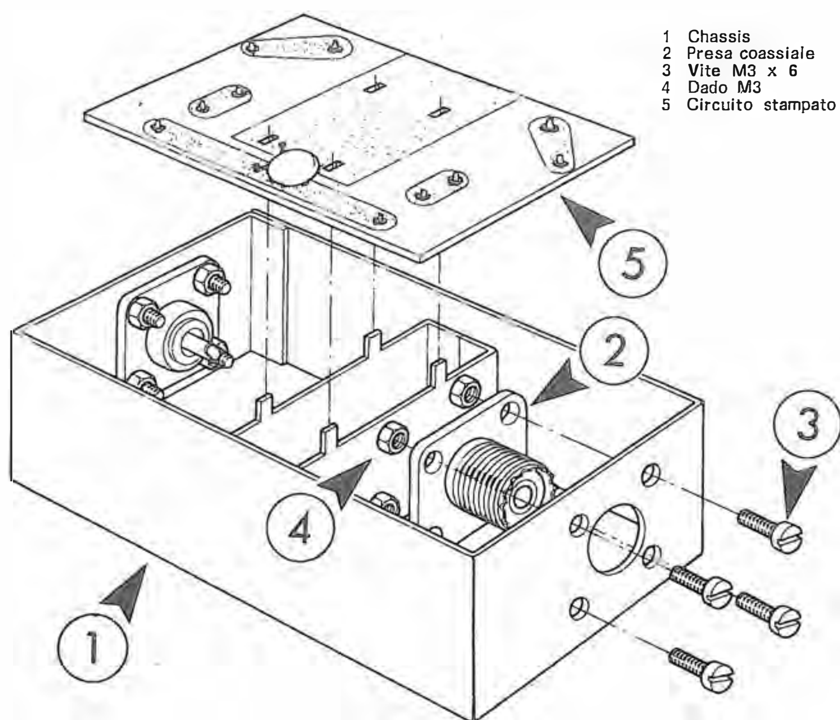
Meccanica dell'apparecchiatura

Particolare cura è stata dedicata al contenitore che deve contemporaneamente evitare ogni influenza dei campi esterni sul filtro ed ogni irradiazione da parte del filtro stesso.

Inoltre, deve evitare ogni interazione reciproca



M - Disposizione dei componenti sulla basetta del circuito stampato. I settori in rame che collegano i componenti sono messi in evidenza nel disegno della figura P. Dai punti A e B si dipartono (vedi fotografia a pag 32) due brevi conduttori, verso le prese coassiali.



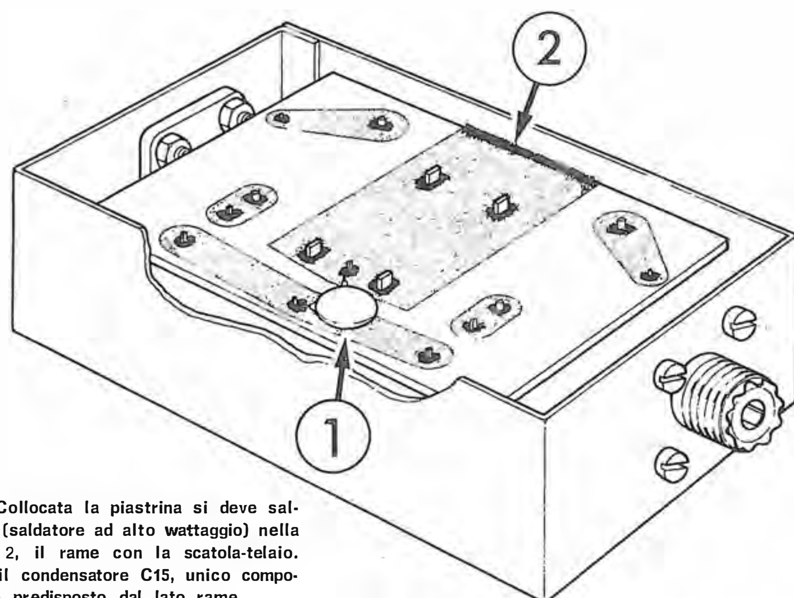
N - Dopo aver sistemato le due prese coassiali, si inserisce nei 4 incastri la basetta a circuito stampato col lato rame al di sopra, vale a dire con i componenti volti all'interno della scatola-chassis.

tra i tre elementi principali che compongono il quadripolo.

Questi tre elementi, ossia i due circuiti accordati ed il condensatore di accoppiamento sono accuratamente divisi tra di loro da appropriate schermature che impediscono ogni interazione e permettono al filtro di evitare risposte spurie su frequenze che non sono quelle per le quali è stato progettato.

Il circuito elettrico propriamente detto è disposto su di un circuito stampato che lo sostiene con la necessaria rigidità atta a conservarne nel tempo le caratteristiche originali. Infatti, basterebbe un leggero spostamento delle spire delle bobine per alterare il valore dell'induttanza in maniera alquanto sensibile.

La disposizione delle piste del circuito stampato non è soggetta a spostamenti come i collegamenti a filo e quindi anche gli elementi parassiti, peraltro ridotti al minimo, non variano.



P - Collocata la piastrina si deve saldare (saldatore ad alto wattaggio) nella zona 2, il rame con la scatola-telaio. 1 è il condensatore C15, unico componente predisposto dal lato rame.

La costruzione del contenitore-schermo è particolarmente rigida e di grande robustezza. I connettori sono normalizzati e la scatola presenta tre fori per eseguire le tarature senza dover levare parte dello schermo.

Per impedire l'entrata della polvere e per impedire successive manovre non volute dei condensatori variabili, le forature sono protette da tappi in gomma.

Operazioni di montaggio

Anche se il circuito stampato è alquanto semplice, bisogna usare alcune precauzioni, tra le quali quella di non eccedere con lo stagno.

La saldatura dei componenti va fatta alle piste di rame disponendo i componenti stessi dal lato opposto a quello delle suddette piste, con una sola eccezione quella del condensatore C15 che va montato dal lato rame.

Per la saldatura dei componenti si deve usare un saldatore di potenza non eccessiva per non surriscaldare gli elementi.

Siccome il filtro è perfettamente reversibile non ha importanza quale sia l'entrata e quale sia l'uscita.

Una particolare attenzione va posta nel montaggio dei compensatori, che vanno maneggiati con delicatezza per evitare di mandare in cortocircuito qualche lamella.

Le bobine devono essere montate con delicatezza per evitare deformazioni ed allontanamenti tra le spire.

I fili di collegamento tra i terminali del filtro ed i connettori devono essere più corti e diritti possibile.

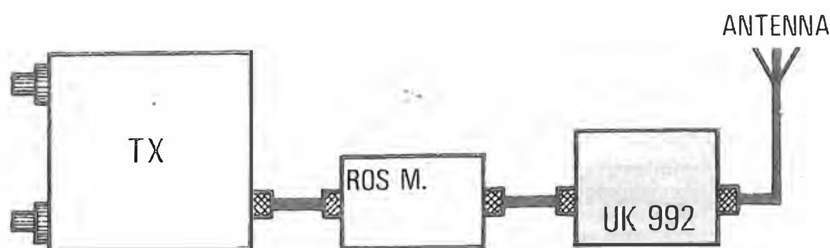
Siccome parte della pista in rame fa parte della schermatura, dovremo collegarla alla scatola mediante saldatura. Tale saldatura va fatta con un saldatore molto più potente di quello usato per i componenti data la grande capacità termica degli elementi da collegare.

Le saldature non devono essere « fredde » altrimenti non garantirebbero il buon contatto. Si riconosce una saldatura fredda perché i suoi bordi non si raccordano perfettamente con gli elementi da collegare comportandosi come se lo stagno non bagnasse i suddetti elementi.

Le operazioni di collaudo e di taratura vanno eseguite come indicato sopra e qui di seguito, per evitare di dover ripetere qualche operazione con rischio di compromettere il risultato.

Collaudo e taratura

L'operazione di taratura risulta abbastanza semplificata dal fatto che solo una parte del condensatore di accoppiamento è variabile, cosa che garantisce la permanenza del filtro ad un



Q - Disponendo di un misuratore di onde stazionarie (ROS M). si può effettuare una taratura molto valida e semplice, agendo su C1 e C10 per il minimo ROS e su C5 per il massimo di potenza.

accoppiamento superiore al transizionale.

Il filtro può essere predisposto per una frequenza centrale che può andare da 26 a 30 MHz con la larghezza di banda a 3 dB, di 2,7 MHz, con la manovra di C1 e di C10

Per semplicità faremo un esempio basandoci sulla frequenza centrale di 27,105 MHz che corrisponde al canale 12 di una banda canalizzata che in alcuni paesi è destinata alle comunicazioni private di svago tra cittadini (citizen band).

La banda dilettantistica dei 10 metri si estende invece tra i 28,100 ed i 29,700 MHz, quindi entro la gamma di sintonizzazione del filtro.

La cosiddetta « banda cittadina » comprende 23 canali compresi tra un minimo di 26,965 MHz ed un massimo di 27,255 MHz.

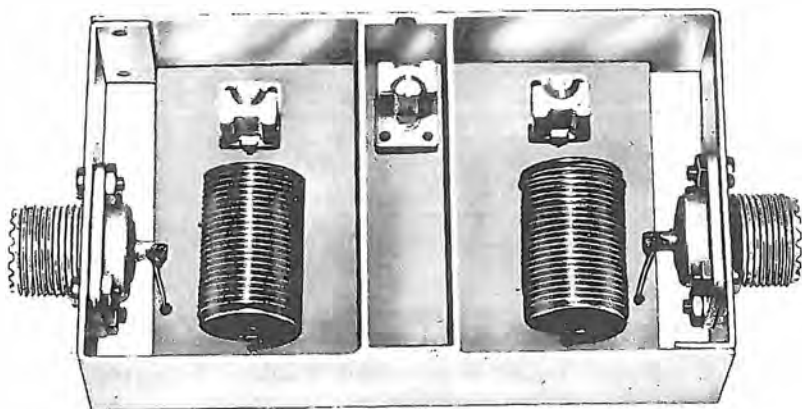
Quindi la larghezza di banda passate dal nostro filtro è abbondantemente sufficiente per ambedue le applicazioni.

Naturalmente, siccome i limiti di potenza nelle applicazioni dilettantistiche sono notevolmente superiori a quelli ammessi nella banda cittadina, è opportuno considerare che non possono passare attraverso il filtro potenze incompatibili con il suo dimensionamento elettrico.

Per procedere all'allineamento bisogna disporre di un generatore di precisione capace di fornire le frequenze entro le quali si intende allineare il filtro. La cosa migliore è quella di usare lo stesso trasmettitore.

A titolo di esempio indicheremo il metodo di taratura usando uno qualsiasi dei tanti trasmettitori commerciali predisposti per emettere i 23 canali della banda cittadina.

Naturalmente bisognerà caricare l'uscita del trasmettitore e per questo disporremo alle sue uscite una resistenza antinduttiva da 52 Ω, della potenza pari a quella erogabile dal trasmettitore. Quest'ultima non dovrebbe eccedere i 10 ÷ 15 watt a radiofrequenza.



R - La scatola-telaio senza i due pannelli di chiusura. Vi vedono tutti i componenti e si può rilevare la zona centrale schermata creata per C5

Connetteremo quindi il filtro all'uscita del trasmettitore così caricato e ne misureremo la tensione in uscita con un voltmetro elettronico provvisto di relativa sonda per alta frequenza. La misura sarebbe più semplice con il carico disposto dopo il filtro, ma nel caso che questo fosse fuori sintonia il trasmettitore si verrebbe a trovare momentaneamente senza carico, con pericolo di danneggiamenti.

Portare il trasmettitore sulla frequenza centrale e regolare con un cacciavite antinduttivo tutti e tre i compensatori per la massima uscita procedendo a cominciare dai due laterali, quindi quello centrale, ripetendo l'operazione fino ad ottenere un massimo assoluto non più aumentabile.

Provare quindi a leggere il valore di tensione agli estremi di gamma.

Le letture dovranno essere inferiori a quella di centrobanda ma non oltre 0,707 il suo valore. Inoltre, dovranno essere eguali.

In caso queste due condizioni non si verificassero, agire sul compensatore centrale sino ad ottenere la perfetta simmetria e con essa la giusta larghezza di banda. Infatti, siccome in questo tipo di filtro la regolazione dell'accoppiamento sposta il polo P2 soltanto, e precisamente nel senso delle frequenze alte aumentando la capacità, potremo avere forme di banda passante non perfettamente simmetriche nel caso che l'accoppiamento non sia quello esatto.

L'operazione di taratura va ripetuta varie volte per controllo disponendo il carico all'uscita del filtro.

Quindi, se la linea di trasmissione all'antenna è regolare, ossia con un minimo rapporto di onde stazionarie, si può collegare il filtro tra il trasmettitore e l'ingresso della linea di antenna con la sicurezza di emettere solo la propria banda e di non interferire assolutamente su altri servizi.

Un sistema empirico di taratura ma abbastanza efficace, è rappresentato in figura Q.

— Collegare il trasmettitore al misuratore di onde stazionarie (R.O.S.), quindi interporre il filtro di banda tra il Rosmetro e l'antenna, oppure un carico fittizio di 52 Ω.

— Posizionare il trasmettitore sulla frequenza centrale della sua gamma di lavoro.

— Posizionare i tre compensatori di regolazione a circa 90°.

— Alimentare il trasmettitore e premere il pulsante di trasmissione.

— Regolare con cacciavite antinduttivo i due compensatori laterali per il minimo R.O.S. e il compensatore centrale per la massima potenza in uscita.

— Ripetere più volte le regolazioni citate.

Una taratura veramente professionale implicherebbe l'uso di un generatore « Sweep - Marker » per la frequenza adatta e di un oscilloscopio ove leggere direttamente la curva di risposta.

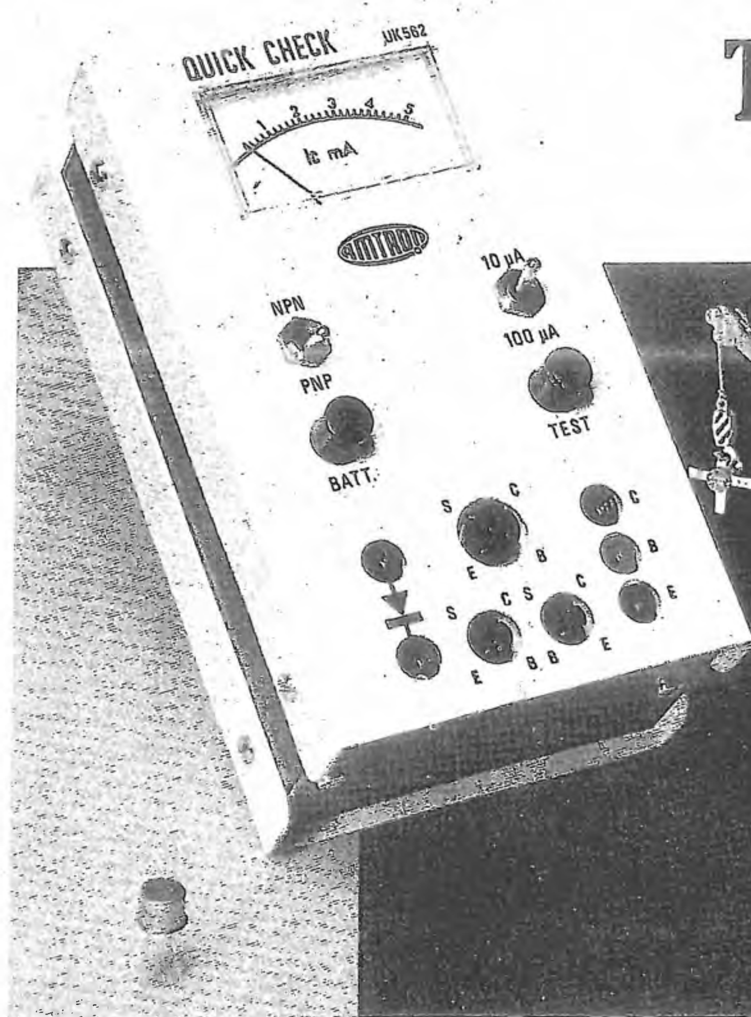
L'ELETTRONICA

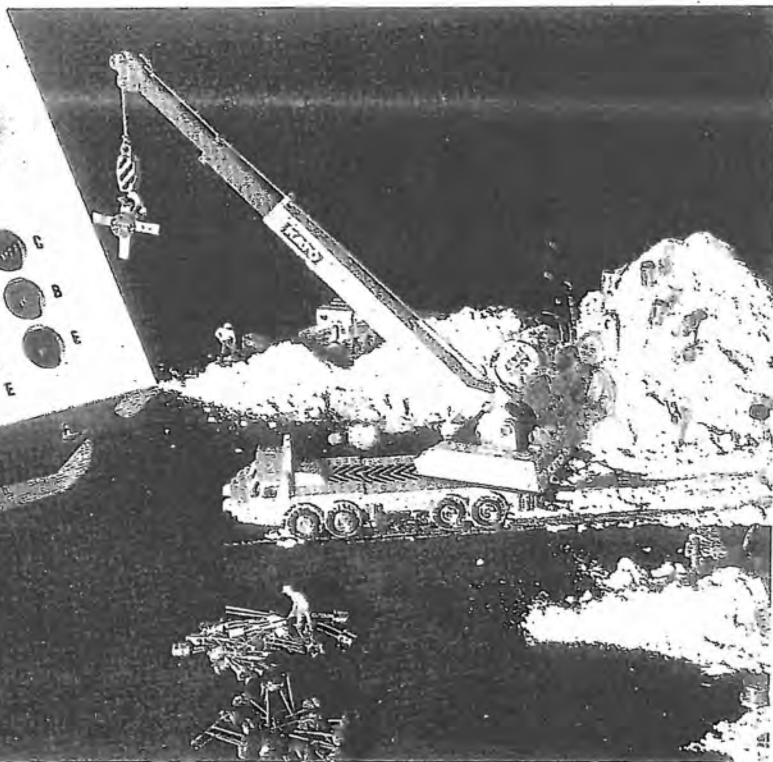
IN 30 LEZIONI - TEORIA E PRATICA

Riparazione - Taratura

28

PROVA TRANSISTORI RAPIDO





RADIO - TRANSISTORI - CIRCUITI INTEGRATI - Hi-Fi - ANTENNE - TRASMISSIONE - APPLICAZIONI VARIE

Rivista culturale per la formazione professionale - Spedizione a tariffa ridotta editoriale - Pubblicità — 70% - Lire 850

Riparazione

La riparazione di un'apparecchiatura elettronica può essere concepita solo come una logica e reale applicazione di concetti tecnici.

Ne deriva che l'esito dell'operazione stessa dipende sempre — e quasi unicamente — dalla conoscenza che si ha di quei concetti: in altre parole, da quanto si sa, o meno, sul come funzioni un singolo componente, un settore del circuito, l'intero apparato.

La prima dote del riparatore risulta perciò essere — coerentemente a quanto testé detto — la capacità di saper indirizzare le sue ricerche in quella parte dell'apparecchio che, secondo un ragionato giudizio, denuncia qualcosa di anomalo. Bisogna poi saper trarre da questo primo e sommario approccio tutti quegli elementi che, restringendo la varietà di indagine, conducono per esclusione ad una localizzazione sempre più ristretta.

Come si vede, siamo già sin dall'inizio ad un indubbio **lavoro di indagine** che per essere efficace deve essere frutto di un **ragionamento logico**: non si può svolgere questo ragionamento se — ripetiamo — non si possiede, sia pure in maniera solo teorica, quel bagaglio di nozioni basilari che permettono di dare una risposta ai tanti interrogativi che si presentano.

Se poi l'attività di cui stiamo parlando deve diventare oggetto della propria professione, ciò che si sa e che si è appreso deve essere costantemente, assiduamente ed ampiamente **aggiornato:** è questa una necessità, purtroppo assai spesso così trascurata da trasformare tecnici già bravi e capaci ad un dato momento, in operatori disorientati ed empirici qualche anno dopo.

Esporremo qui, a buon conto, qualche concetto orientativo e qualche suggerimento facendo ben presente nello stesso tempo che buon radioriparatore non si diventa a seguito della lettura di alcun testo. Così come un buon « detective » è tale non per apprendimento di norme scritte ma in virtù di una propria intelligenza ed indole, un riparatore in campo elettronico è, o diventa abile solo se riesce a sviluppare, con l'esperienza, un modo di procedere suggerito dal « suo » ragionamento.

Ci sembra quasi superfluo mettere in evidenza l'importanza dell'attrezzatura che si pensa di porre a corredo del proprio laboratorio. Abbiamo già esaminato gli apparecchi e gli strumenti principali, alcuni dei quali sono, si può ben dire, indispensabili. Il dotarsi di più ampia o meno ampia attrezzatura è problema strettamente legato all'entità del lavoro che si pensa di dover affrontare, oltre che al settore che si vuole preferire.

Gli utensili abituali sono a tutti noti (pinze di vario genere e cacciaviti diversi tra i quali è bene vi siano i tipi non metallici che servono per ruotare i nuclei in ferrite delle induttanze a radiofrequenza); due saldatori: a bassa ed alta dissipazione, meglio se almeno il primo è a bassa tensione, e pertanto munito di trasformatore.

I componenti... di pronto soccorso indispensabili sono i resistori ed i condensatori di cui deve essere disponibile una gamma vasta di valori e di tipi. Ci si ricordi che, in sede di... primo intervento si può ottenere un valore di R o di C con la combinazione in serie o in parallelo di due altri valori. Per agevolare questa soluzione pubblichiamo, più avanti, tabelle e grafici ricorrendo ai quali il valore risultante (o i due valori per ottenerlo) si conosce immediatamente, senza dover far calcoli. Altri grafici ed altre tabelle pubblichiamo inoltre sempre con lo stesso fine: sveltire il lavoro.

Localizzazione del guasto

L'indagine inizia, abbiamo detto, col fine di localizzare anzitutto quel settore dell'apparecchiatura che non funziona o funziona irregolarmente.

Già prima di estrarre il telaio dal mobile o dalla custodia ci si può fare un'idea dello stato delle cose dai sintomi evidenti. Questa prima opinione ci può indirizzare oltre se sappiamo come è strutturato l'apparecchio sotto esame.

A questo scopo è quasi indispensabile disporre dello schema elettrico. Non sarà mai a sufficienza ripetuto quale enorme risparmio di tempo consenta l'esame dello schema: si aggiunga che molto spesso accanto allo schema, o nello schema, figurano tutti i valori di tensione. Il riscontro dei valori di tensione è l'operazione base iniziale: sono essi che indicano... lo stato di salute di ciascun stadio. Senza questi due elementi (schema e tensioni) la riparazione certo è sempre possibile ma con un dispendio di tempo che può essere quattro o cinque volte maggiore.

Naturalmente quanto accenniamo circa la localizzazione va inteso nel riferimento a quei casi — e sono forse i più — in cui non vi sono effetti vistosi del danno. A buon conto, anche in presenza di quest'ultima ipotesi non è detto che l'origine di quanto si vede sia insita in quel settore stesso; vi sono difetti di un settore che provocano danni in altri settori. Si pensi ad esempio, ad un eccesso di tensione verificantesi nell'alimentatore: la tensione anomala può causare danno ad uno qualsiasi dei numerosi stadi alimentati.

Sin qui abbiamo parlato in generale di « apparecchiatura elettronica » da riparare; ma il termine in realtà è troppo generico perché si possa trattare l'argomento secondo una direttiva unica. Tranne quei cenni sommari di orientamento di cui si è detto non si può generaliz-

zare oltre sul come si deve agire dato che tutto, o quasi, cambia in relazione oltre che al tipo di apparecchio (ricevitore radio, televisore, complesso Alta Fedeltà, registratore, apparecchio di laboratorio, ecc.), al modello dello stesso.

Si è già detto che in questo campo ciò che conta sono le conoscenze di base, l'attitudine all'indagine e, aggiungiamo, l'esperienza: sarebbe ingannare il lettore esporre una abbondante casistica e presentarla come un manuale della riparazione. Purtroppo qualche volta ciò è stato fatto (specialmente per la TV) ma dubitiamo molto che ci si possa accingere alla riparazione, o addirittura esercitare il lavoro di riparatore, mettendosi a consultare questi elenchi di guasti.

Per concludere, i sintomi sono quelli che ci devono suggerire il primo orientamento per la ricerca, ed è significativo rilevare come un radioriparatore esperto — o, per meglio dire, corredato di esperienza — sia in grado, proprio dai sintomi di diagnosticare quasi sempre con buona precisione, il guasto o, quanto meno, di ridurre a due o tre le possibili cause.

Un ordine logico

Vediamo ora come si possa giungere alla formulazione di un sistema logico di localizzazione del guasto. Non possiamo certo presentare un metodo valido per tutto e per tutti; suggeriamo una procedura-tipo che, ipotizzata nel campo del radioricevitore (l'apparecchiatura più diffusa) può essere trasferita — previe varianti e considerazioni del caso — anche a realizzazioni diverse. Costituisce un'eccezione il caso del televisore in quanto apparecchio comportante funzioni del tutto sue particolari. Come procedere con esso è argomento specifico da trattare a sé; ed è per questo che tutto ciò che è inerente alla tecnica televisiva (bianco-nero e colore) sarà materia di una serie di lezioni apposita.

La prima considerazione da fare è che l'indagine risulta assai più razionale e alquanto semplificata se si procede subito ad una ideale scomposizione dell'apparecchiatura in relazione ai compiti dei diversi settori. Un ricevitore, da questo punto di vista (**figura 1 QR**) ha un gruppo di componenti e circuiti destinati a svolgere la loro funzione su frequenze alte (radiofrequenze), un altro gruppo di parti e collegamenti destinati al funzionamento su basse frequenze (audio), ed infine un assieme di parti interconnesse che hanno il compito di fornire tensioni e correnti a tutto l'apparecchio (alimentazione).

Sia esso efficiente, sia esso guasto qualunque sia il settore dell'apparecchio sul quale noi vogliamo indagare non può « dirci » proprio nulla se non gli viene fornita (resta da vedere, poi, se in giusta quantità e misura) la sua alimentazione. Se ne deduce facilmente che la prima verifica deve essere quella tendente ad accertare la sussistenza di tutte le tensioni in uscita dall'alimentatore.

Questa verifica non tende, invero, al solo controllo dell'alimentatore come tale ma risulta essere una guida — a seguito di quanto essa indica — per indirizzarci sul percorso eventualmente anomalo. In altri termini: la mancanza di una tensione già ai capi dell'alimentatore mette in causa e l'alimentatore e il circuito che gli è connesso su quella data uscita.

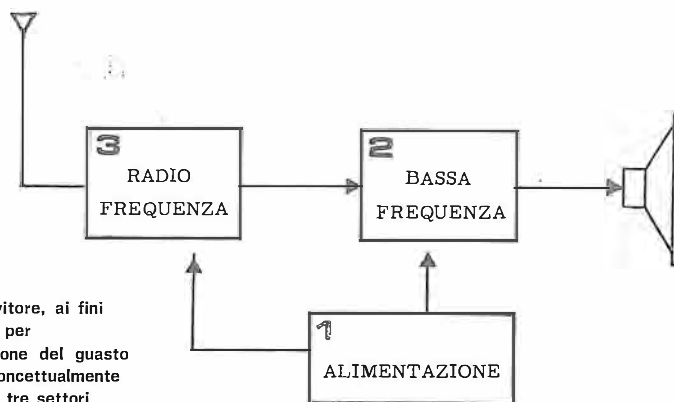


Fig. 1 QR - Un radioricevitore, ai fini dell'indagine per la localizzazione del guasto è bene sia concettualmente suddiviso nei tre settori indicati. Il numero di ciascun settore indica l'ordine logico della procedura.

Lo stesso concetto è valido se la tensione è presente, ma con un valore diverso da quello normale. A questo proposito si comprende quanto sia importante sapere quale dovrebbe essere quest'ultimo dato. Un buon tecnico, comunque, si rende subito conto di valori fuori norma grazie ad acquisita esperienza sui circuiti in genere.

Se le tensioni sono tutte presenti, e nel loro giusto valore, allora si può orientare l'indagine al settore 2 (Bassa Frequenza) onde riuscire ad appurare se anch'esso è in ordine. Le funzioni in questo settore sono abbastanza ben definite e semplici per cui il controllo, come vedremo, è agevole.

Infine, se anche la Bassa Frequenza è normale si indagherà sulla parte che svolge i suoi compiti con frequenze alte; qui le funzioni sono diverse e, di conseguenza, la ricerca è un pochino più laboriosa.

La sequenza richiamata qui sopra è quella più razionale e conduce ad una procedura logica: essa è valida sempre, a meno che non si possa essere guidati subito da una evidente alterazione di qualche componente. Quest'ultima evenienza, quale risultato del primo esame — quello visivo — abbrevia l'indagine e semplifica l'intervento: si dovrà procedere alla sostituzione ma, prima di farlo bisognerà appurare anche se l'organo alterato è fuori uso per un suo difetto intrinseco o è stato messo fuori uso da cause esterne.

L'esperienza spesso rende validi sistemi di controllo alquanto empirici: la procedura non è da scartare perché porta ad un guadagno di tempo notevole, ciò che per un riparatore di professione non è cosa da poco. Importa, a buon conto, che l'apparecchiatura riparata sia comunque sottoposta ad un esame generale di rendimento e di condizioni; provvedere alla riparazione del guasto non sempre significa ripristinare le caratteristiche iniziali e proprie dell'apparato: si può cogliere l'opportunità, ad esempio per una valida ritaratura.

Per localizzare il guasto

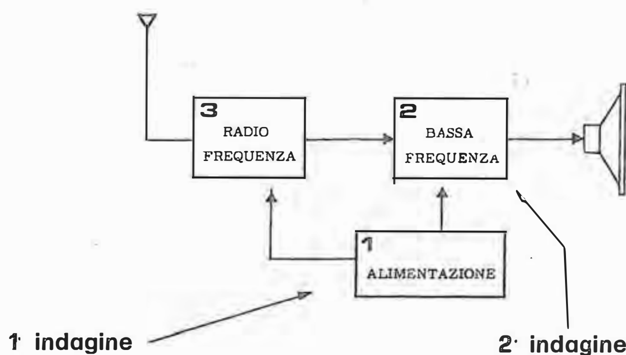


Fig. 2 QR - Se l'alimentazione è difettosa o inesistente, il settore a radiofrequenza e quello a bassa frequenza non possono funzionare (buoni o difettosi che essi siano): ecco il perché del numero 1. Ragionamento analogo vale per il 2 nei confronti del 3.

1ª indagine

Accingendosi alla ricerca di un guasto la prima, logica precauzione da prendere è quella di evitare che la rimessa sotto tensione dell'apparecchio esasperi ulteriormente il difetto o, peggio, crei ulteriori, nuovi danni... Ecco perché una certa serie di operazioni e controlli preliminari — che più avanti vedremo — deve essere assolutamente intrapresa ad apparecchio non alimentato; si potrebbe perciò definire questo primo approccio come un CONTROLLO A FREDDO.

Se questa prima verifica si risolve con l'accertamento che grossi e vistosi cortocircuiti non sono presenti, e che di conseguenza si può « accendere » l'apparecchio, l'esame potrà proseguire con le tensioni immesse, ciò che può far classificare questa seconda fase — per contrapposto — come un CONTROLLO A CALDO.

L'agire secondo il citato ordine riflette, come si è detto, un'importanza vitale nel settore d'alimentazione; si può comunque seguire vantaggiosamente la stessa procedura anche nei riguardi degli altri settori. Ciò in quanto i risultati delle osservazioni (ad apparecchio « spento » e ad apparecchio « acceso ») possono integrarsi vicendevolmente a conferma dell'individuazione del componente difettoso.

A buon conto, si tenga presente che l'assenza parziale di tensioni in uscita dall'alimentatore (a volte, anche l'assenza totale) non può essere imputata con certezza a difetto dello stesso: un assorbimento anomalo verificantesi in tutt'altra parte può esserne la causa. Se il tipo di montaggio lo permette si possono escludere (interrompendo provvisoriamente il relativo collegamento) determinati settori, o parti di essi; purtroppo questa operazione non è facile con i montaggi a circuito stampato.

Un'azione equivalente è comunque possibile dissaldando — anche da un solo lato — il resistore (spesso di discreto wattaggio) che si ritrova quasi sempre, per una necessaria caduta di tensione o per azione di livellamento, in serie al tratto iniziale dell'alimentazione di ciascun settore. Col successivo controllo a freddo si può anche così, accertare se la sezione esclusa è quella determinante un eccessivo assorbimento: in caso affermativo (restistenza verso massa troppo bassa o addirittura pari a zero) l'indagine proseguirà in essa.

2ª indagine

Supposto che non si sia incontrato alcunché di anormale tanto nell'alimentatore in se, quanto nelle sue principali ramificazioni che apportano energia agli elementi degli altri settori, si può indirizzare l'attenzione all'amplificazione di bassa frequenza.

Sia questa seconda indagine, che quella eventualmente successiva (sulla sezione a radiofrequenza), sono maggiormente significative se svolte con un criterio inverso a quello testé indicato per l'alimentazione. Vogliamo dire che mentre per l'alimentazione è opportuno iniziare con i controlli a freddo per poi passare a quelli sotto tensione, qui è meglio fare il contrario.

Ci viene subito grandemente in aiuto un organo dell'apparecchio: l'altoparlante. Il suo eventuale mutismo... è molto eloquente per dirci se — sotto tensione — il settore d'amplificazione audio in qualche modo agisce o meno. Se una sia pur minima manifestazione audio è presente (anche un lievissimo ronzio) ciò ci fa escludere l'ipotesi che l'altoparlante come tale sia guasto (potrebbe, infatti, essere interrotta la bobina mobile del cono o, quanto meno i collegamenti che ad essa conducono).

Trattandosi di ricevitore si ha la presenza, assai spesso, di un ingresso previsto per l'immissione di segnali di bassa frequenza esterni (caso classico, la presa « fono »); è prassi comunque provare l'apparecchio in questa fase del controllo sommario utilizzando proprio questa entrata — sia ponendo in funzione il lettore fonografico sia, in sua mancanza, semplicemente toccando con un puntale o cacciavite il lato sensibile dell'entrata — per accertare che tutti gli stadi d'amplificazione siano funzionanti.

Anche se la presa d'entrata di cui sopra non è prevista (caso di molti portatili) questa operazione è senz'altro opportuno sia attuata perché in realtà il suo esito è molto significativo. Lo si farà andando a ricercare nel montaggio l'uscita dello stadio rivelatore: questo punto coincide, ovviamente, con l'inizio dell'amplificazione audio. Ci si orienterà nella ricerca indagando nella zona del montaggio prossima all'ultimo trasformatore di Media Frequenza (schermo); inutile dire che, come sempre, disporre anche dello schema elettrico fa guadagnare tempo ed offre sicurezza d'indagine.

3ª indagine

Le tensioni principali sono presenti, la sezione di bassa frequenza conferma, alla verifica, il suo funzionamento, tuttavia l'apparecchio in pratica o non riceve stazioni o denuncia qualche strana emissione (telegrafica, ad esempio) e null'altro; a volte entra in oscillazione, molto instabile, e riproduce solo un forte soffio. Siamo in presenza di difetti propî della sezione a radiofrequenza.

L'indagine qui deve essere svolta tenendo ben presente — sempre — il classico principîo di funzionamento della supereterodina, vale a dire del costante e necessario cambiamento di frequenza tra segnale in arrivo e segnale traslato sul valore di Media Frequenza.

Inconvenienti diversi possono sorgere in molti dei punti cruciali di questo settore. Naturalmente, il classico controllo delle tensioni agli elettrodi degli elementi attivi (transistori o valvole) è quello che per primo ci orienterà. Un buon riparatore — di professione — saprà diagnosticare dai sintomi se la conversione di frequenza si verifica oppure no.

L'oscillazione locale è, per la funzione testé accennata, alla base di tutto: accertarsi quindi che sussista. Anche il semplice analizzatore può dare indicazioni al riguardo.

L'amplificazione susseguente alla conversione è quella che rende possibile l'innalzamento del livello di segnale ai valori necessari al rivelatore per compiere la sua azione con efficacia. Mancando questa amplificazione nessuna emittente riuscirà a far giungere un'informazione tale da consentire una ricezione soddisfacente.

I problemi che possono presentarsi in questa parte dell'apparecchio sono accresciuti dal fatto che diverse sono le gamme di ricezione da attivare in alternativa, non solo, ma anche duplice è quasi sempre il sistema e la struttura per la necessità di captare tanto le emissioni a modulazione di ampiezza quanto quelle a modulazione di frequenza.

Il recente impiego dei circuiti integrati, se da un lato ha ridotto il numero dei componenti singoli, discreti (perciò, minore indagine), dall'altro non ha certo agevolato la diagnosi: ha reso ancor più difficile la prova per sostituzione dato che assai raramente gli integrati sono montati su zoccolo. È bene perciò essere ben convinti che è proprio l'integrato ad essere difettoso, prima di accingersi a dissaldarlo.

Il settore di alimentazione

È statisticamente provato che la percentuale più alta di guasti può essere individuata nella parte circuitale che riguarda l'alimentazione. Non a caso tutti gli apparecchi sono dotati di uno o più fusibili di protezione inseriti appunto, in questi circuiti.

Dal momento che, come si è detto, la nostra attenzione deve essere rivolta in primo luogo a questa parte, vediamo subito con che cosa, in quale ordine e come convenga agire.

Non occorre certo una grande attrezzatura per indagare sui circuiti in questione. Il classico « tester » o analizzatore posto sulle funzioni di ohmetro è sufficiente per tutti i controlli a freddo; posto poi sulle funzioni di voltmetro (in corrente continua dapprima ed, eventualmente, in alternata dopo) permette tutti i controlli a caldo. Solo di rado lo si utilizza come lettore di corrente (milliamperometro) perché un regime non regolare di corrente può essere messo in evidenza anche da una lettura voltmetrica denunciante una caduta di tensione eccessiva (o scarsa) ai capi di un resistore dell'apparecchio stesso.

Bisogna notare che i sistemi previsti dal costruttore per l'alimentazione dell'apparecchio vengono scelti sulla base dell'impiego usuale, o prevalente, cui l'apparecchio è destinato nonché sulla base di un criterio d'economia tendente a conciliare le esigenze con il costo finale. Così troveremo ricevitori (o altre apparecchiature) alimentati unicamente da batterie (ricaricabili o meno), altri da batterie ma con passaggio previsto all'alimentazione da rete, altri ancora con possibilità di prelevamento dell'energia unicamente dalla rete.

Ciò premesso, prima di volgere la nostra ricerca sui percorsi che portano la corrente a tutti i dispositivi attivi dei varî stadî, bisogna che ci accertiamo del buon stato dell'alimentatore come tale. Esso va esaminato anzitutto in stato di riposo (e perciò, a freddo), ciò che vuol dire con la fonte di energia non applicata (interruttore aperto); se l'alimentazione è prevista da rete è cosa saggia staccare addirittura la spina dalla relativa presa.

ALIMENTAZIONE DA BATTERIE

Quando l'alimentazione è ricavata unicamente da pile la prima cosa da fare è un accertamento del valore di tensione dell'intera batteria. Solitamente la polarità — che occorre conoscere per applicare correttamente i puntali del voltmetro — è indicata sulla batteria stessa. Se così non fosse, o se l'identificazione risultasse comunque difficile si predisponga lo strumento su di una portata molto alta e si tenti una lettura unicamente per osservare il senso di movimento dell'indice: se esso si verifica nel senso opposto a quello normale dovranno essere invertiti i due puntali di misura.

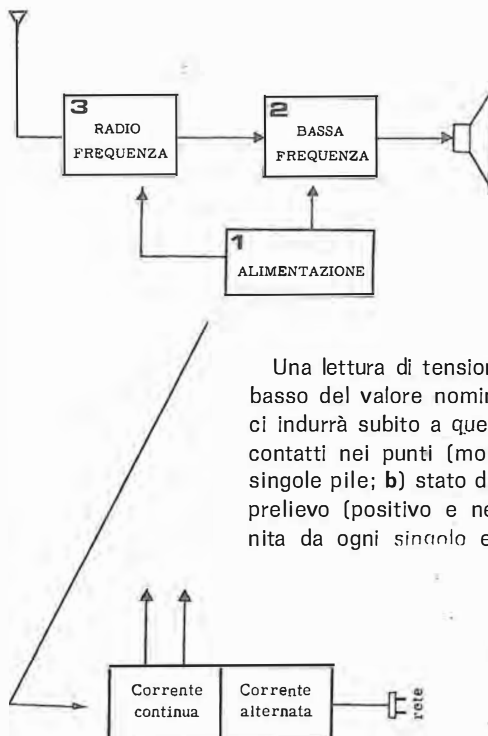


Fig. 3 QR - Salvo casi di interruzione di conduttori o deficienza di contatto, l'alimentazione a batterie non è soggetta a guasti: diversamente avviene per l'alimentazione da rete.

Una lettura di tensione che riveli un valore più basso del valore nominale ai capi della batteria ci indurrà subito a queste verifiche: **a)** stato dei contatti nei punti (mollette) di inserzione delle singole pile; **b)** stato dei contatti agli attacchi di prelievo (positivo e negativo); **c)** tensione fornita da ogni singolo elemento.

Quando si alimenta da rete si deve indagare se il guasto è prima o dopo il raddrizzatore. I fusibili di protezione se interrotti, indicano quasi sempre un guasto di notevole entità che può essere nell'alimentatore, ma anche in altro settore con ripercussioni su di esso.

Un inconveniente che si manifesta abbastanza frequentemente nei ricevitori a pile è quello dell'ossidazione dei contatti per cui con le prime verifiche di cui sopra si vuole appunto eliminarne l'eventuale presenza ed i relativi inconvenienti (interruzione di continuità).

Se una delle diverse pile formanti la batteria denuncia scarsa tensione si può sostituire solo quella; si tenga presente però che dopo poco tempo la tensione totale potrà scendere nuovamente in quanto l'efficienza dell'assieme è subordinata dallo stato della pila più vecchia rimasta.

Letta, a freddo, la tensione disponibile, l'operazione susseguente deve essere quella di accertarsi (strumento = ohmetro) che il circuito di assorbimento, ossia l'apparecchio a valle dell'interruttore generale, non sia in cortocircuito. La lettura, se non vi è cortocircuito si aggirerà, si noti, su valori alquanto bassi con gli apparecche a transistori (decine o centinaia di ohm). Con lettura di resistenza zero tutto ciò che riguarda la batteria deve essere momentaneamente accantonato perché la ricerca si indirizzerà alla localizzazione del cortocircuito.

Per contro, se la presenza del cortocircuito è esclusa e ci si accinge ad avviare tensione si ricordi che la lettura della tensione a freddo rappresento solo un'indicazione di massima: si può avere un valore accettabile ma ad interruttore chiuso si manifesterà un calo. Ciò che va sorvegliato è di quale entità risulta questa diminuzione di tensione: uno scarto superiore al 20% del valore nominale della batteria indica che quest'ultima deve essere sostituita.

Nei casi in cui la vita utile della batteria risulta ad ogni sostituzione molto minore di quel-

la che il tecnico o l'utente si aspettavano è necessario procedere alla misura della corrente totale assorbita dall'apparecchio. Si inserisce lo strumento (predisposto come milliamperometro: attenzione al rispetto delle polarità) in serie ad uno dei conduttori presenti tra batteria ed apparecchiatura. Per un giudizio valido è però necessario in questo caso conoscere a priori il consumo normale, ciò che è possibile solo se si dispone delle « note di servizio »,

ALIMENTAZIONE DA RETE

È bene fare subito una considerazione: l'alimentatore da rete può essere analizzato attuando una ideale scomposizione (**figura 3 QR**) in due diversi settori. Uno di questi è interessato unicamente alla corrente alternata, l'altro si riferisce alla corrente continua che da tale alternata viene ottenuta; tra i due, un dispositivo che provvede a questa trasformazione.

Il lettore sa che per raggiungere lo scopo di disporre di una tensione continua il costruttore può seguire vie diverse che, tutto sommato non sono molte. Si può provvedere ai necessari adeguamenti di tensione alternata con trasformatore, con autotrasformatore, con resistenza; si può poi, raddrizzare una sola semionda oppure tutte e due; si può, infine raddoppiare o meno la tensione all'atto del raddrizzamento.

In ultimo, comune a tutti i sistemi troviamo ciò che, come si è detto, consideriamo circuito di sola corrente continua, vale a dire un assieme di componenti destinati a filtraggio e caduta.

Per ciò che si riferisce al settore in corrente alternata gli eventuali guasti possono risiedere (salvo il caso, assai raro, di falso contatto in un cambiotensione) nel cordone di rete, nella sua spina, nell'interruttore generale dell'apparecchiatura (cattivi contatti, interruzioni) e, con maggiore frequenza, negli avvolgimenti del trasformatore.

Per quanto possa sembrare un po' eccessivo... non ci si dimentichi di controllare (inserendo una lampada da tavolo o altro) che la corrente di rete sia presente alla presa.

Un trasformatore che si riscalda in modo anormale denuncia spire in cortocircuito al suo interno; è facile la controprova con la lettura (analizzatore come voltmetro per alternata) delle tensioni d'uscita il cui valore nominale dovrebbe essere noto sia per informazione a mezzo delle già citate note di servizio, sia per conoscenza teorica dei regimi che gli apparecchi solitamente richiedono in base all'impiego di determinati tipi di elementi attivi (valvole o transistori.

I punti deboli

Quando vi è un avvolgimento secondario con presa centrale, accertarsi che tra il punto centrale e i due diversi capi esista la stessa tensione (alternata). Lo scarto massimo non deve essere superiore all'1%: esso è dovuto quasi esclusivamente alla differenza di resistenza ohmica delle due sezioni, non bilanciate.

In molti ricevitori è presente un condensatore (valore da 0,01 a 0,1 µF) tra un conduttore della rete entrante e la massa (o telaio) onde deviare eventuali segnali di disturbo provenienti appunto dalla rete stessa. Questo condensatore è sottoposto ad una tensione alternata relativamente alta e può, a lungo andare, trasformarsi di colpo, per alterazione, in un percorso di cortocircuito.

I condensatori elettrolitici di livellamento (in particolare il primo dopo la rettificazione) sono un altro dei punti deboli. Occorre accertarsi subito della loro efficienza. Essi possono perdere isolamento o capacità in quanto soggetti ad invecchiamento e sensibili alle differenze di temperatura nonché all'umidità. Quando uno di essi è quasi un cortocircuito si ha da parte sua un un notevole assorbimento di corrente. Dopo averli staccati dal circuito si controlli la loro resistenza ohmica che deve essere sempre molto alta (oltre i 250 000 ohm).

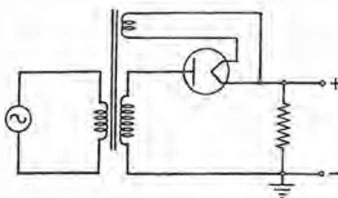
Tenendo presente poi che, come già si è accennato, questi condensatori possono, col tempo, aver perso buona parte della loro capacità (il ricevitore riproduce ronzio di fondo), ad apparecchio funzionante si provveda a collegare provvisoriamente una capacità analoga in parallelo, volta a volta, a ciascun condensatore di filtro: se uno di essi si è portato su di una capacità insufficiente tale prova consentirà di individuarlo facilmente in quanto l'applicazione provvisoria del condensatore in parallelo determinerà la scomparsa dell'inconveniente. È bene disporre, in laboratorio, di un condensatore destinato a queste prove e si può allora sceglierlo tra i tipi a dielettrico plastico (sono sufficienti 2 o 4 µF): se si usa un elettrolitico, attenzione al rispetto delle polarità.

Volendo constatare se un elettrolitico (o un condensatore al tantalio) ha o meno una certa capacità si può osservare l'ampiezza dello scatto dell'indice usando l'analizzatore predisposto come ohmetro sulla portata massima: uno scatto rapido ed ampio denota efficienza. Anche il rettificatore, infine (singoli diodi o ponte di diodi), è un organo soggetto a sollecitazione onerosa: è senz'altro sospettabile come sede di possibili cortocircuiti.

Se il primo esame sommario fa pensare a guasti nell'alimentatore — denunciati in particolar modo dall'interruzione del fusibile — non si insista nel cambio di quest'ultimo: occorre prima individuare il perché di una resistenza così bassa tra il conduttore d'alimentazione e la massa da provocare l'alta corrente che porta alla fusione. Solo dopo che detto valore resistivo si sarà elevato a seguito di intervento (ad esempio, la sostituzione di un elettrolitico) si potrà ridare corrente. In diverse apparecchiature sono presenti altri fusibili oltre a quello posto sull'entrata di rete: si tratta della protezione di determinati settori. È evidente che l'interruzione di uno di questi fusibili indirizza il tecnico verso il settore dipendente, accelerando la ricerca.

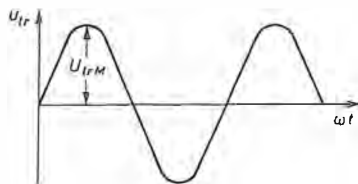
Le diverse soluzioni per ottenere la continua

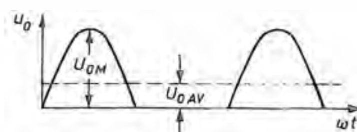
Conosciamo già gli schemi abituali per rettificazione a mezzo valvola termoionica (monoplacca e biplacca) e a mezzo diodi a semiconduttore. Per comodità del lettore riassumeremo ora, qui, le diverse soluzioni schematiche che è dato incontrare oggi, riferendo nel contempo le caratteristiche che maggiormente le contraddistinguono.



Qualora il condensatore mancasse, F sarebbe talmente alto da rendere il valore efficace dell'alternata maggiore di quello della continua; quest'ultima avrebbe un valore di circa il 40% della tensione efficace mentre grazie al condensatore si può ottenere dal 110 al 120% a seconda della capacità.

La corrente unidirezionale che passa attraverso l'avvolgimento secondario del trasformatore tende a saturare il nucleo ciò che provoca a sua volta un aumento di corrente magnetizzante non-





In **figura 4 QR** il raddrizzatore di una sola semionda.

Quando l'alternanza della tensione Utr rende positivo l'estremo superiore del secondario, il diodo conduce e la tensione che passa carica una capacità che praticamente è sempre inserita in circuito ai capi del carico (vale a dire in parallelo ad RL).

In una completa assenza di assorbimento la tensione alternativa raggiungerebbe il valore massimo (valore di cresta) ossia:

1,414 Veff

Durante l'alternanza successiva l'estremo superiore del secondario diventa negativo; il diodo è allora bloccato e di conseguenza non circola alcuna corrente.

Se il passaggio, come abbiamo visto, si ha solo nella fase in cui la semionda è positiva, la corrente scorre soltanto durante la metà di ciascun ciclo e perciò se la tensione applicata è quella che vediamo sopra in figura, quella di uscita (U_{OM}) corrisponde ai soli impulsi riprodotti a fianco.

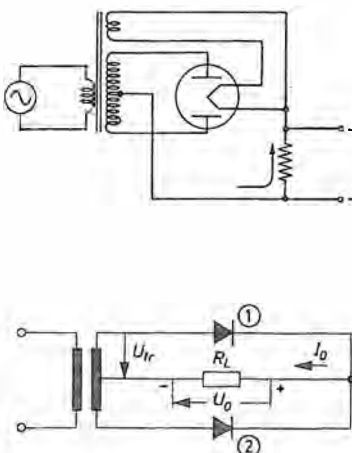
Fig. 4 QR - Rettificazione dell'alternata per una sola semionda: disposizione circuitale con valvola e con semiconduttore. Il rendimento è scarso: la tensione efficace è bassa e vi è un notevole residuo di alternata (50 Hz) all'uscita. Questa disposizione è sempre meno impiegata.

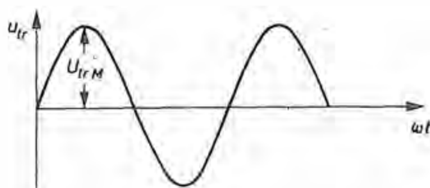
ché di perdite per isteresi.

I circuiti che ricorrono al raddrizzamento di una sola semionda, a causa dello scarso rendimento sono sempre più rari nell'impiego. Con un circuito che fa ricorso ad un ulteriore diodo si possono rettificare entrambi le semionde (**figura 5 QR**). Si vede subito che le ondulazioni all'uscita sono presenti anche laddove mancano nella figura precedente e si nota anche come la tensione rettificata media U_{OAV} (linea tratteggiata) sia più elevata e ciò perché invece di UtrM : 2 (un solo diodo) si ha UtrM : 1,313.

Per la soluzione in questione necessita un trasformatore con avvolgimento secondario doppio: si tratta quindi di un maggior costo.

Le due semionde possono essere rettificate anche con la disposizione circuitale di **figura 6 QR**. Si ha allora il circuito **a ponte**, che offre gli stessi risultati del dispositivo a due diodi, con il vantaggio di consentire, a parità di tipo di diodi (tensione di cresta caratteristica di funzionamento), una tensione continua di valore doppio.

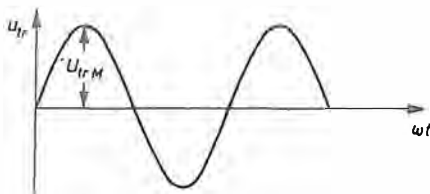




Il condensatore al quale abbiamo fatto cenno, dopo essersi caricato con la semionda positiva non ha tempo sufficiente per scaricarsi completamente su RL durante la semionda negativa: si dispone sempre, di conseguenza, ai capi del carico di una tensione raddrizzata che tuttavia è preferibile definire ancora pulsante o unidirezionale più che continua perché un residuo alternativo rimane: esso viene definito « ripple » o fattore di ondulazione (F).

Fig. 5 QR - Rettificazione di entrambe le semionde. La forma in uscita si avvicina molto di più alla c. continua: la tensione efficace è più alta. Questo schema ha avuto largo impiego negli apparecchi a valvole, stante la disponibilità di una valvola apposita, a due placche.

Si aggiunga che il condensatore di filtro attua un'azione di filtraggio maggiore in quanto mantenendo la corrente di carico per un periodo più breve, la sua tensione varia di un ammontare minore. In altri termini, ciò vuol dire anche che la continua disponibile ai capi del carico RL è più alta di quella che offre il circuito a mezza onda e che la frequenza del « ripple » (F) è due volte quella della tensione applicata (cioè, è 100 Hz in caso di tensione di rete) con conse-



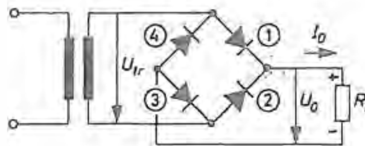
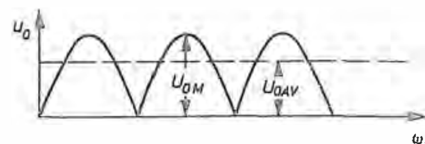


Fig. 6 QR - Rettificazione di entrambe le semionde, con quattro diodi. Non occorre più il trasformatore a presa centrale; la tensione efficace è alta come nel caso precedente e cioè U_{OM}: 1,414. Anche la frequenza del « ripple », come nel caso precedente è doppia di quella di rete e perciò meglio filtrabile. Soluzione preferita.



guente minore onerosità per il successivo filtraggio.

In molti apparecchi prodotti alcuni anno or sono si possono riscontrare applicazioni di circuiti raddoppiatori di tensione nel settore dell'alimentazione. I tipi sono essenzialmente due e possiamo definirli l'uno simmetrico, l'altro a terminale in comune.

Il primo (**figura 7 QR**) è, come si vede, l'assieme di due circuiti rettificatori di mezza onda con filtri connessi in serie ma alimentati dalla stessa fonte.

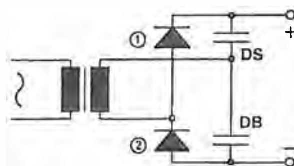


Fig. 7 QR - Nel rettificatore-raddoppiatore di tensione di tipo simmetrico i diodi devono essere in grado di tollerare il valore di picco applicato, in direzione inversa: anche le capacità devono essere previste per la tensione di picco. La frequenza del « ripple » è due volte quella entrante, perciò 100 Hz (rete). Regolazione scarsa.

Quando l'alternanza è positiva sul lato basso del secondario il diodo « 1 » carica il condensatore DS il cui secondo terminale è connesso infatti all'altro capo del secondario. Allorché è

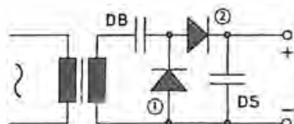


Fig. 8 QR - Nel rettificatore-raddoppiatore di tensione di tipo a terminale comune i diodi devono reggere il doppio della tensione di picco applicata, mentre per i condensatori, DB deve reggere il picco e DS il doppio del picco. L'uscita richiede un filtraggio oneroso in quanto il residuo d'alternata è a frequenza rete. Regolazione scarsa, inferiore a quella del tipo simmetrico.

quest'ultimo punto a diventare positivo (seconda alternanza) è « 2 » che carica DB (percorso = DB/2/capo in basso). La tensione d'uscita è prelevata ai capi dei due condensatori collegati in serie tra loro, perciò si ha a disposizione la somma delle due cariche; ci si avvicina al risultato di una tensione doppia del valore di picco applicato.

Si riscontrano due fattori favorevoli: il trasformatore funziona ad onda intera (non vi è magnetizzazione a causa di corrente unidirezionale) e l'ondulazione residua si presenta a frequenza doppia (facilitazione del filtraggio).

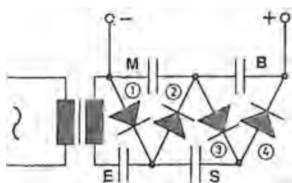


Fig. 9 QR - si può elevare « n » volte la tensione con l'impiego di « n » condensatore e di « n » raddrizzatori; il quadruplicatore qui rappresentato ne è un esempio. Il sistema è largamente usato nei triplicatori dell'alta tensione presenti nei televisori a colori per ottenere 25 000 V a partire da 8 000 circa.

Questo circuito lo si trova sfruttato nell'applicazione in vecchi ricevitori adottanti la valvola raddrizzatrice 25 Z 6 G (o altre similari).

L'altro tipo di raddoppiatore (**figura 8 QR**) funziona come segue. Durante una prima alternanza con capo in basso del secondario positivo, il diodo 1 carica DB al valore di picco: durante l'alternanza successiva (inversa) la tensione accumulata da DB risulta in serie con la tensione applicata in quel momento ed entrambe perciò contribuiscono a caricare DS per la loro somma, tramite il diodo 2. Il condensatore DB perde una parte della sua carica durante questo svolgimento, ma si ricarica nuovamente al valore di cresta durante il ciclo successivo.

La tensione ai capi di DS non rimane costante sul doppio valore di cresta perché vi è un trasferimento sul carico quando il raddrizzatore 2 non fornisce corrente.

Il « ripple » risulta alla stessa frequenza della tensione applicata: il raddrizzatore DS deve reggere il doppio del valore di picco della tensione.

In pratica questo tipo di raddoppiatore non lo si trova nei ricevitori: la corrente che esso può fornire è limitata dal fatto che DB deve tollerare la corrente efficace del carico che passa attraverso il diodo 2. Lo schema è invece utile per fornire un'indicazione del valore picco-picco di onde a forma non simmetrica se si provvede ad una lettura della tensione da esso fornita senza che il dispositivo di lettura costituisca apprezzabile carico.

Seguendo lo stesso sistema che abbiamo visto per il raddoppio della tensione si può accrescere il numero di celle diodo-condensatore e formare così triplicatori, quadruplicatori, ecc. (**figura 9 QR**).

Il settore audio

Se, come abbiamo visto, concettualmente lo schema dell'alimentatore può essere alquanto diverso da un caso all'altro, non altrettanto può dirsi per la sezione di un ricevitore destinata alla riproduzione audio.

Qui il compito è svolto sempre seguendo un andamento ben preciso e che possiamo definire immutato tra apparecchio ed apparecchio, salvo ben inteso nelle differenziazioni dovute al tipo di componenti adottati.

Così, se anche troveremo transistori diversi, singoli o accoppiati, regimi di tensione d'alimentazione varî, controlli manuali per pochi o molti interventi, ecc. troveremo anche — sempre — che il segnale entrante sarà avviato ad un **preamplificatore** dall'uscita del quale si indirizzerà ad un settore d'**amplificazione** di potenza, come è

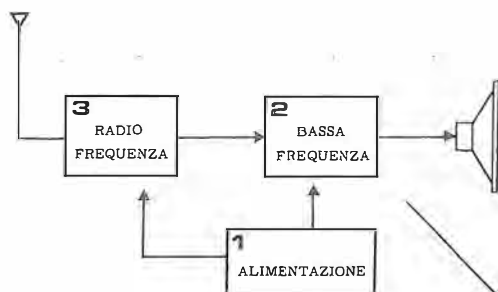
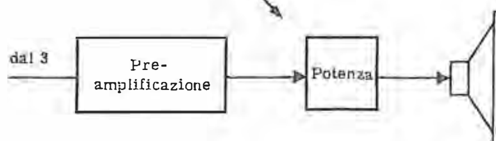


Fig. 10 QR - Accertato che il settore a bassa frequenza riceve le dovute tensioni d'alimentazione, la denuncia di un guasto in esso è messa in evidenza da quanto si può udire con l'altoparlante.
È facile individuare un punto del ricevitore che permette l'immissione di un segnale B.F. esterno di verifica.



Un grado di amplificazione elevato caratterizza i primi stadi del settore audio (preamplificazione) così come l'alta corrente è caratteristica degli stadi finali (potenza). Ci sono integrati che conglobano entrambe le funzioni.

messo in evidenza nel disegno a blocchi di **figura 10 QR.** Negli apparecchi più recenti queste due funzioni, unitamente ad altre, sono addirittura abbinate in un unico integrato.

Il compito di chi indaga per localizzare la sede del guasto è facilitato dalla essenzialità dei compiti che questo settore deve svolgere: se sussiste o meno l'amplificazione di bassa frequenza non è difficile appurare tanto nella preamplificazione quanto nel finale. L'altoparlante stesso, come già abbiamo avuto occasione di dire, è il miglior collaboratore a questo riguardo, e non solo per segnalarci i difetti dell'amplificazione in bassa frequenza ma anche quelli a monte di essa (rivelazione, sintonizzazione, falsi contantti, ecc.).

Ricordiamo che per il momento ci stiamo occupando della localizzazione del guasto in quanto ricerca sommaria e rapida del settore in cui svolgere ulteriormente l'indagine. Per questo motivo anche i metodi empirici come quello di toccare con un dito o col cacciavite un determinato punto sono giustificabili: così facendo si da origine ad un segnale che, se l'amplificazione sussiste, deve giungere all'altoparlante sotto forma di ronzio o rumore. Ben inteso in tal modo si ha un'informazione di massima alla quale deve far sempre seguito un esame più tecnico per eseguire il quale se il riparatore è tale di professione impiegherà, se ha dubbi, uno dei due strumenti tipici: o l'iniettore di segnale o il « signal tracer ». Torneremo su questo punto.

Il sistema di creare il ronzio toccando il collegamento di un elettrodo è molto più efficace nel caso di apparecchi a valvole e ciò perché con queste le impedenze d'entrata (griglia) sono molto più alte che non con i transistori: l'azione suddetta, prodotta nel modo indicato (**figura 11 QR**) corrisponde all'azione di un generatore ad impedenza alta, tanto da conciliarsi molto di più con l'impedenza di griglia e risultare in definitiva più significativa e più convincente.

Se non sono previste prese d'entrata di un segnale audio esterno si ricerchi il potenziometro che comanda il « volume »: uno dei suoi capi (quello cosiddetto « caldo ») ha sempre una certa sensibilità utile a questo tipo di veloce accertamento.

Supposto che la prova indichi il mancato funzionamento (nessun rumore dell'altoparlante), resta da chiarire se la causa risiede nella preamplificazione o nel finale. L'immettere un segnale all'entrata di quest'ultimo (qui veramente si evidenzia l'opportunità di disporre di un generatore di segnali idoneo) può portare all'indicazione dello stato di efficace funzionamento; in tal caso resta sospetto unicamente il circuito di preamplificazione.

Come si vede, servendosi delle informazioni che l'ultimo componente della catena « ricevitore », — vale a dire l'altoparlante — ci può offrire, il sistema logico di ricerca si basa su di un'analisi a ritroso: così procedendo si può risalire sino allo stadio che non è in ordine.

Ciò che si è sin qui detto vale in quanto questo settore possa essere indiziato, all'immediato e rapido esame sommario, di interruzione totale, o pressoché tale, del segnale. Vi sono casi invece, in cui l'uscita audio è su livelli di potenza normale ma sussiste una forte, intollerabile distorsione. La ricerca della causa allora è, in genere, abbastanza agevole: lo stadio difettoso sarà sempre messo in evidenza dalla lettura delle tensioni di polarizzazione che risulteranno senz'altro fuori norma. Componenti passivi di accoppiamento (o condensatori di fuga), così come il transistore (o uno dei transistori) di potenza sono pressoché sempre all'origine del fenomeno.

Un guasto assai frequente è di natura meccanica: il potenziometro regolatore di volume sonoro diventa « rumoroso ». Il contatto tra il cursore e la pista resistiva non è regolare e continuo, ciò che provoca rumore nell'altoparlante durante l'uso. In questi casi è senza dubbio preferibile procedere alla sostituzione che non alla riparazione del potenziometro: se quest'ultimo è di tipo non reperibile, tuttavia, un esame attento del difetto può suggerire qualche intervento e, tra questi, molte volte è efficace l'applicazione di lubrificanti specifici per questo scopo, acquistabili presso i rivenditori di componenti. Si tratta di soluzioni che puliscono e lubrificano, allo stesso tempo, tanto la traccia di carbone che la spazzola di contatto.

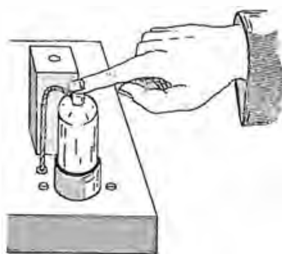
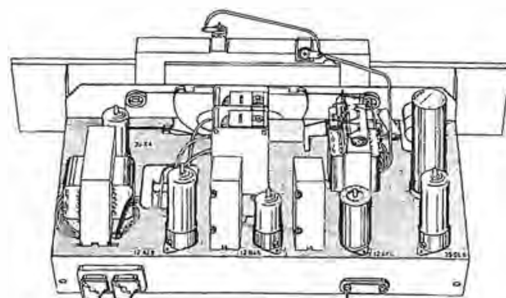


Fig. 11 QR - Un giudizio sommario sullo stato del settore di bassa frequenza si ricavava — con i ricevitori a valvole — con questa operazione empirica (toccando l'elettrodo griglia): si doveva udire un forte ronzio.



Se il collegamento di griglia non era accessibile (valvole con piedino di griglia sottostante) si toccava il lato sensibile dell'entrata « fono » col ricevitore commutato in ascolto dischi. Il principio è tuttora valido.

Il settore a radiofrequenza

Se i sintomi che un ricevitore difettoso nel settore a radiofrequenza denota sono sufficientemente caratteristici a far si che di questo settore si dubiti, assai più difficile che negli altri casi si presenta l'operazione di indagine, specialmente se si vuole o si deve procedere a misure. Un radioriparatore di professione sa che un voltmetro elettronico è indispensabile in questo campo e che, in mancanza, può essergli di grande aiuto quell'altro, preziosissimo strumento che è l'oscilloscopio.

La **figura 12 QR** ricorda la composizione classica e la successione delle funzioni: l'andamento anomalo di una di esse da luogo, ovviamente, a fenomeni diversi e solo l'esperienza può giovare ad interpretarli rapidamente.

Lo schema elettrico — qui ancor più necessario che altrove — dirà se per l'entrata/miscelazione sono impiegati più elementi attivi, quanti stadi sono presenti nell'amplificazione di Media Frequenza, a quale elemento è affidata la rivelazione.

Il disporre di una fonte di segnali è poi un altro punto basilare. Non si può procedere razionalmente basandosi solo sulla ricezione di emittenti: ciò può servire solo quando il guasto è drastico e, sostituito il componente, null'altro resta da fare. Se, invece, si riscontra scarso rendimento, oscillazioni, disallineamento, distorsione, mancanza di selettività, ecc. bisogna affidarsi ad un proprio generatore (oscillatore modulato) che all'uopo presenta sempre un segnale di entità nota (regolabile) e di frequenza anch'essa ben precisa (anch'essa variabile su vasta gamma). Si potrà così verificare il guadagno degli stadi, il passaggio del segnale dall'uno all'altro, l'allineamento sulle frequenze volute.

In unione al generatore di segnali occorre un visualizzatore, ossia un indicatore dell'entità, poniamo, dopo la rivelazione. Inutile dire che esso può essere un voltmetro, ma che è ancor meglio se è un oscilloscopio. Vedremo tra poco che con quest'ultimo abbinato ad un tipo particolare di oscillatore modulato si può osservare sullo schermo l'intera curva di responso: si rientra allora nel campo della taratura.

Dal momento che la maggior parte dei ricevitori oggigiorno è costruita per la possibile ricezione tanto delle trasmittenti a modulazione di ampiezza (onde medie e corte) quanto di quelle a modulazione di frequenza (VHF) ci può aiutare nell'indagine la constatazione — immediata — del funzionamento, o meno, di uno dei due sistemi. Allorché uno funziona regolarmente possiamo escludere dal guasto non solo quanto gli compete direttamente, ma anche tutto ciò che esso ha in comune con l'altro sistema.

Al caso dei circuiti integrati abbiamo già fatto cenno. Prima di procedere alla loro sostituzione si dovrebbero leggere tutte le tensioni (non solo quelle in corrente continua) presenti ai loro numerosi piedini: un'altra conferma perciò della necessità di un voltmetro (meglio dire, millivoltmetro) elettronico per segnali deboli capace di un corretto funzionamento su di una larga banda di frequenza.

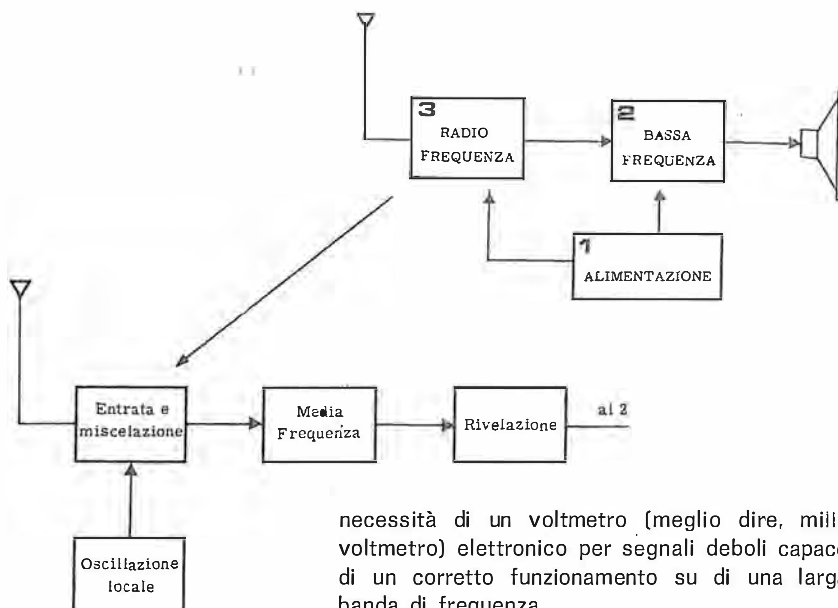


Fig. 12 QR - Tutti i ricevitori sono del tipo supereterodina, pertanto il settore a radiofrequenza in essi è articolato nelle funzioni e negli stadi indicati: i guasti producono sintomi diversi a seconda dello stadio d'origine. Per la loro individuazione qui giuoca un ruolo importante l'esperienza.

Concludendo

Forse è bene ricordare ancora, a questo punto, che la suddivisione teorica in tre settori che abbiamo prospettata non è invero così netta nella pratica. Non va mai dimenticata la valutazione dell'apparecchio come un tutto unico perche componenti di uno dei settori funzionali possono trovarsi integrati o funzionanti anche in comune ad altro settore. Si pensi, ad esempio, all'azione del rivelatore (fa parte dell'alta e della bassa frequenza e può essere localizzato diversamente), a quella dei controlli automatici, a quella dei commutatori, a quella di indicatori ottici, alle prese di entrata varie, ecc.

Per terminare, diremo che tutto un altro aspetto peculiare può a buon diritto costituire un ramo di indagini a se stante, non prettamente elettronico, bensì meccanico. Anche i guasti meccanici sono infatti, non di rado, all'ordine del giorno: già abbiamo fatto cenno ad uno di essi, tipico, vale a dire ai potenziometri usurati. Per intervenire in merito ai guasti meccanici in genere, si richiede abilità, precisione, molta pratica e cura nelle operazioni. Tra questo tipo di guasti possiamo comprendere anche l'interruzione di una pista di circuito stampato; si tratta di un inconveniente indubbiamente alquanto insidioso che provoca a volte una gran perdita di tempo perché spesso non se ne sospetta l'esistenza: la rottura della pista quasi sempre sfugge all'esame visivo.

È proprio nelle contingenze indicate, vale a dire nello svolgersi delle indagini, che il tecnico può farsi una fondata opinione sul modo di costruire delle diverse Case fabbricanti; certo egli non premierà nella sua valutazione quelle realizzazioni — e ce ne sono, purtroppo — che risultano montate senza alcun criterio d'ordine, di razionalità, di agevolazione all'accesso dei componenti. A questo proposito raccomandiamo al lettore che intende costruire qualche apparecchiatura o dispositivo di far suoi alcuni semplici accorgimenti dei quali diciamo a pagina 18 qr.

Strumenti appositi

Della ricerca dello stadio difettoso abbiamo detto sin qui, di proposito in maniera generica per poter così fornire al lettore una prima, utile base di orientamento. Una volta acquisite le nozioni preliminari e generiche citate è assai più facile fare uso appropriato di quei particolari strumenti che sono progettati proprio a favore di tutti coloro che di questa attività della riparazione intendono fare la propria professione.

Di questi caratteristici strumenti ci occuperemo ora illustrandone il concetto, l'uso, ed anche qualche possibile realizzazione.

L'iniettore di segnale

Se, non a scopo di taratura ma di semplice indagine di localizzazione applichiamo, in fasi successive, in diversi punti dell'apparecchio sotto esame un segnale adeguato possiamo farci un'idea dello stato delle cose, certo più fondata di quella che può fornirci il semplice tentativo di ricezione (in caso di apparecchio ricevente).

Un segnale valido per quest'uso ce lo può fornire un semplice oscillatore costituito da uno o due transistori, purché lo schema sia quello di un generatore d'onde quadre (e non sinusoidali). In altri termini, occorre un multivibratore o un oscillatore del tipo « bloccato »; se si avrà cura di realizzarlo sotto forma di puntale — il che è possibile, dato il numero esiguo di componenti necessario — (vedi **figura 13 QR**) si potrà con esso pervenire ad un contatto (per l'iniezione del segnale) praticamente in qualsiasi parte dell'apparecchio da esaminare.

Mentre rimandiamo il lettore alla discrizione ed alle note che illustrano un modello presenta-



Fig. 13 QR - Transistori, diodi, resistori, ecc. sono oggi di così ridotte dimensioni che più di uno stadio può essere montato all'interno di un cilindretto metallico per formare un oscillatore, o come vedremo, una sonda, entrambi preziosi elementi per le indagini in un apparecchio difettoso.

to alle pagine 20m e 21m, riportiamo in **figura 14 QR** un altro, analogo schema che differisce da quello già citato in particolar modo per la presenza del commutatore S1; la commutazione rappresenta il passaggio da una gamma di oscillazione con frequenza fondamentale bassa ad un'altra con frequenza più alta e si può così scegliere tra 50 Hz e qualche megahertz d'oscillazione fondamentale con un'ulteriore facilità derivante dalla variazione del potenziometro R1.

La necessità di avere una forma d'onda rettangolare deriva dal fatto che tale forma è ricca di frequenze armoniche e si può perciò considerare valido il generatore di tale segnale utile tanto a bassa che a radiofrequenza.

Di conseguenza, senza null'altro predisporre si è in presenza di un segnale che si inoltra in tutti gli stadi dal punto di iniezione in avanti, sino all'altoparlante dal quale è riprodotto (salvo, appunto la presenza di quei guasti che si stanno ricercando). È bene quindi iniziare l'applica-

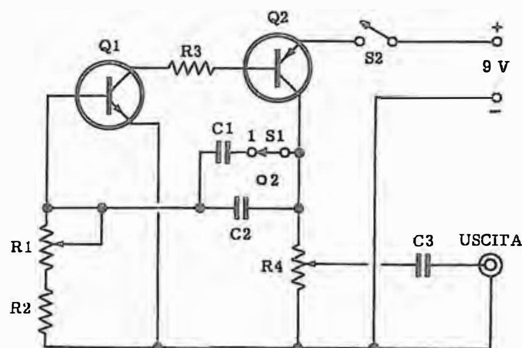


Fig. 14 QR - Iniettore di segnale. In quanto multivibratore monostabile produce onde quadre utilizzate in virtù delle loro numerose armoniche. R1, R2, R3, R4 = 1MΩ, 270, 4 700 e 1 000 ohm. C1, C2, C3 = 20 000, 1 000, 20 000 pF. Transistori per B.F., ad esempio, Q1 = BC 378 e Q2 = BC 298. Col commutatore su 1 (frequenze basse) si scende sino a 50 Hz.

zione procedendo a ritroso (dalla Bassa Frequenza verso l'entrata d'antenna); i punti più indicati per l'iniezione (contatto del puntale) sono l'elettrodo base per i transistori (la griglia controllo per le valvole) ed il piedino o i piedini d'ingresso dei circuiti integrati.

La mancata (o troppo debole) audizione localizza lo stadio difettoso: la successiva indagine allora, risulta vantaggiosamente circoscritta.

Come già abbiamo detto, se anziché dal puntale il segnale viene trasferito ad alcuni dei punti d'ingresso mediante un accoppiamento induttivo (è il caso di circuiti accordati, a radiofrequenza) si amplia la validità dello strumento ai fini di un più efficace controllo di tutta la sezione a radiofrequenza.

Risulta pertanto di grande aiuto disporre di una barretta di ferrite (tipo nucleo per antenne, dal diametro 6 ÷ 8 mm) ed avvolgervi 35 ÷ 40 spire di filo di rame. Un capo dell'avvolgimento sarà connesso a massa e l'altro capo al punto « uscita » del multivibratore.

L'avvolgimento così realizzato, che possiamo considerare un'antenna emittente, sarà avvicinato ai diversi avvolgimenti per radiofrequenza dell'apparecchio osservando se il segnale è recepito o meno. L'accoppiamento induttivo reca con se il grande pregio di non influenzare capacitivamente il punto d'ingresso, ciò che è sempre opportuno anche se l'approccio è sommario: una staratura dovuta a capacità aggiuntiva potrebbe, starando l'accordo intrinseco, condurre a diagnosi errate.

Non potendo accoppiare la bobina in questione a quelle dell'apparecchio in quanto racchiuse in schermo si avvicini egualmente la barretta al collegamento d'entrata del dispositivo attivo dello stadio. Dovendosi comunque rinunciare, si inserisca tra il punto di iniezione ed il puntale un condensatore ceramico di capacità ridotta (5 ÷ 10 pF) ricordando che sia nell'uno che nell'altro caso si inietta un segnale assai debole.

Il ricercatore di segnale

Vi è un altro sistema, previsto per l'analisi funzionale degli stadi di un ricevitore. Esso si basa, si può dire, sul princìpio inverso di quello testé visto: invece di immettere un segnale, lo strumento che forma oggetto di questo sistema preleva quello che l'apparecchio presenta (o dovrebbe presentare, salvo la presenza del guasto) in diversi punti dei differenti stadî.

Per fare ciò si ha qui una parziale ricevente laddove col sistema dell'iniezione si aveva una minuscola trasmittente.

Infatti, l'essenza di questo strumento (noto col nome di « signal tracer ») è costituita da un dispositivo di rivelazione a radiofrequenza e da

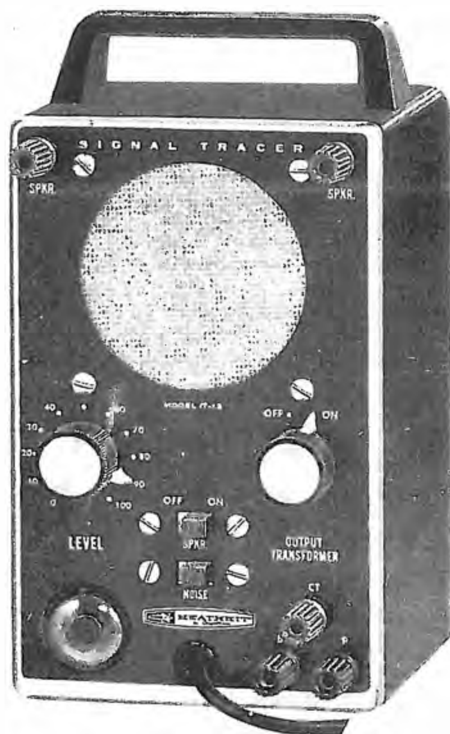


Fig. 15 QR - Ricercatore di segnale di vecchio tipo: a valvole. Una sua caratteristica particolare è rappresentata dall'uso di una valvola indicatrice, a luminescenza verde variabile (« occhio elettrico ») in sostituzione o in ausilio dell'altoparlante. Le valvole rendono indispensabile l'alimentazione da rete.

una successiva amplificazione in Bassa Frequenza del segnale rivelato, sino ad un altoparlante compreso (**figura 15 QR**). Non è più l'altoparlante del ricevitore che ci fornisce indicazioni bensì quello dello strumento.

Naturalmente si tratta di un assieme più costoso del semplice iniettore di segnale ma se è prevista la riparazione in quanto professione è senz'altro consigliabile dato il guadagno di tempo che esso consente per giungere al componente difettoso.

È importante a questo proposito prendere l'abitudine all'impiego, così come per altri strumenti del resto: purtroppo si rileva che molti tecnici della riparazione ritengano erroneamente che limitandosi all'uso del « tester » si proceda con maggiore speditezza; addirittura molti non impiegano affatto l'oscilloscopio. Essi perdono in tal modo i grandi vantaggi — e in parti-



Fig. 16 QR - Ricercatore di segnale a semiconduttori: i vantaggi apportati dal loro impiego in luogo delle valvole sono numerosi, basti ricordare l'alimentazione autonoma e la possibilità di una sonda attiva. In questa esecuzione sono adottati tra l'altro, un circuito integrato ed un transistore FET. A destra, in basso: entrata per Bassa Frequenza.

colar modo proprio quello del risparmio di tempo — che invece un uso metodico di questi utensili consente. Consigliamo di approfondire le prestazioni del « signal tracer » mediante una serie di prove, sia su apparecchi riceventi funzionanti che su altre apparecchiature: sarà molto facile, con questa breve esperienza, rendersi conto che effettivamente può divenire indispensabile.

Questo strumento, noto da tempo, è andato affinandosi mediante l'adozione dei semiconduttori che, oltre permettere prestazioni migliori ed in maggior numero, lo rendono libero dall'allacciamento alla rete per l'alimentazione.

L'aspetto di una moderna realizzazione è visibile in **figura 16 QR** e, costruttivamente in **figura 17 QR.** Ne esaminiamo ora lo schema per renderci conto delle funzioni dei componenti e degli stadî.

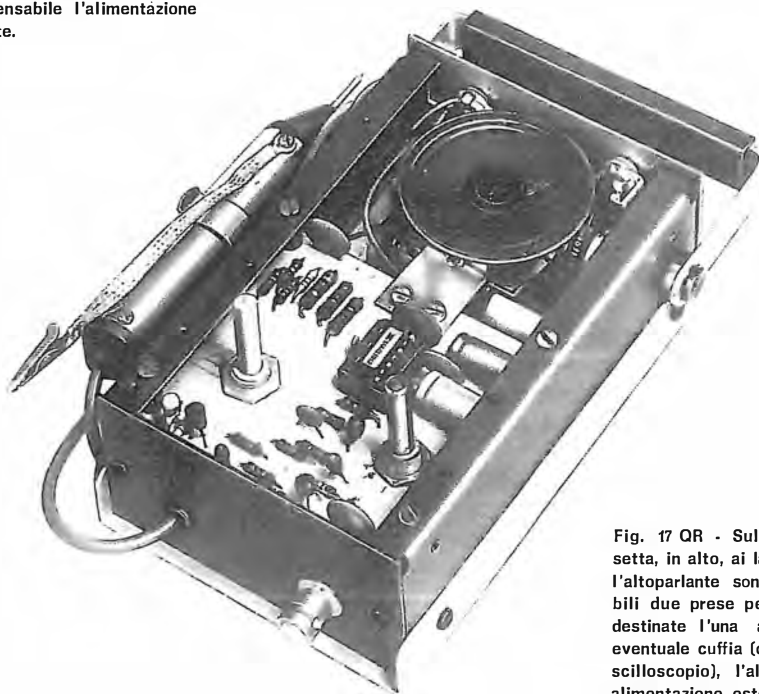


Fig. 17 QR - Sulla cassetta, in alto, ai lati dell'altoparlante sono visibili due prese per Jack destinate l'una ad una eventuale cuffia (o all'oscilloscopio), l'altra ad alimentazione esterna.

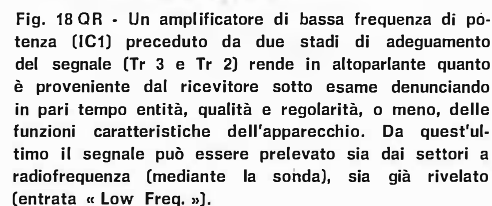


Fig. 18 QR - Un amplificatore di bassa frequenza di potenza (IC1) preceduto da due stadi di adeguamento del segnale (Tr 3 e Tr 2) rende in altoparlante quanto è proveniente dal ricevitore sotto esame denunciando in pari tempo entità, qualità e regolarità, o meno, delle funzioni caratteristiche dell'apparecchio. Da quest'ultimo il segnale può essere prelevato sia dai settori a radiofrequenza (mediante la sonda), sia già rivelato (entrata « Low Freq. »).

LO SCHEMA ELETTRICO

Possiamo considerare lo strumento (**figura 18 QR**) suddiviso in tre settori: sonda (R.F. probe); stadio di preamplificazione; amplificatore di potenza.

Osserviamo le caratteristiche peculiari di ciascun settore e la funzione che esso svolge.

SONDA - Suo compito essenziale è quello della rivelazione del segnale, come già abbiamo detto; oltre a ciò viene attuata una immediata amplificazione di quanto rivelato.

La prima funzione è svolta dal diodo D1 al quale il segnale perviene tramite C1 che, oltre ad isolare il puntale ai fini di eventuale corrente continua presente sul punto di prova (sino a 500 V), limita praticamente il passaggio alla sola radiofrequenza (il suo valore è di soli 1 000 pF); se non si vuole « caricare » molto il circuito sotto esame si può adottare un valore anche più basso.

La bassa frequenza è presente ai capi di R1 essendo quest'ultima appunto, la resistenza di carico del rivelatore; quanto di radiofrequenza vi è di residuo è fugato a massa tramite C 5 così che, a mezzo di C 10 si inoltra al primo stadio di amplificazione unicamente il segnale modulante.

Il transistore BC 209 B è montato nella maniera classica, ad emettitore comune, e perciò il segnale applicato alla base è raccolto amplificato ai capi del carico (R 15) di collettore.

Caratterizza questo stadio di amplificazione un notevole tasso di controreazione attuato sia mediante R 5 che a mezzo di C 15: l'andamento di amplificazione ne risulta favorevolmente linearizzato.

La tensione destina al collettore gode di un filtraggio di disaccoppiamento dovuto alla resistenza R 20 ed alla elevata capacità di C 20: si evita così che si verifichino inoltri di segnale in altri settori dell'apparecchio tramite il conduttore comune dei + 9 volt e, viceversa, che al collettore di TR1 pervengano alternate spurie.

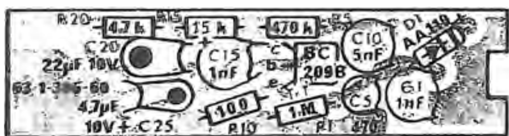
Applicando la sonda al punto di esame si raggiungerà lo scopo di prelevarne il segnale, rivelarlo e amplificarlo senza che per tutto ciò si debbano alterare i valori del settore di circuito esaminato, come avverrebbe invece se a quel punto si applicassero due semplici conduttori di prelievo: è questo, del resto lo scopo di tutti i tipi di sonde.

Pertanto, con un segnale non più facilmente influenzabile dato il buon livello raggiunto, si può — tramite C 25 e conduttore — entrare in B dello strumento (cassettina) vero e proprio.

PREAMPLIFICATORI - Sono rappresentati dagli stadi relativi a TR2 e TR3 connessi tra loro in cascata. Il primo è del tipo ad effetto di campo (FET) ed ha rendimento assai elevato. Il segnale entra all'elettrodo « gate » ed è disponibile, amplificato, all'elettrodo « drain » da dove, a mezzo C 35 è avviato (se il commutatore SW1 è in posizione « 1 ») allo stadio seguente.

Anche TR2 fruisce, naturalmente, di buon disaccoppiamento (R 35 e C 40) sull'alimentazione. R 30 e C 30 polarizzano in continua la « source » che per il segnale, data la presenza di C 30, è da considerare a massa.

Vi sono casi in cui il segnale presente al punto di prelievo è già in bassa frequenza: l'interposizione della sonda non si rende necessaria in quanto essa è fatta per rivelare radiofrequenza. È stata predisposta perciò un'entrata diretta della bassa frequenza: mediante C 90 (entrata = D) il segnale B.F. può pervenire allo stadio successivo, però deve sottostare ad un'attenuazione il cui grado dipende dalla posizione



di SW1 sui rami da 2 a 7. L'attenuazione è richiesta in relazione a previsti segnali di livello relativamente alto, e così con SW1 ci si può porre in condizioni di accettare dai 3 mV a 3 volt.

Sia per l'entrata di provenienza sonda che per quella diretta B.F. agisce un controllo potenziometrico di livello (R 135). C 45, che dal cursore di questo potenziometro trasferisce il segnale alla base del secondo transistore (TR3) isola dal punto di vista della corrente continua la base stessa, di modo che la polarizzazione determinata da R 100 ed R 90 rimane invariata per qualsiasi posizione del cursore di R 135. Infine il segnale entra in un circuito integrato (IC 1) al piedino 7 e ne esce al piedino 12.

CIRCUITO INTEGRATO - Ai piedini 14 ed 1 perviene la tensione d'alimentazione; essendo stata scelta questa nel valore di 9 volt, l'integrato può fornire sul carico d'uscita previsto (altoparlante ad 8 ohm d'impedenza) circa 1 watt, una potenza largamente sufficiente per lo scopo, All'interno dell'integrato si trovano 16 transistori con compiti diversi atti ad offrire una bassa corrente a riposo, un'alta impedenza d'ingresso, una polarizzazione a variazione automatica e

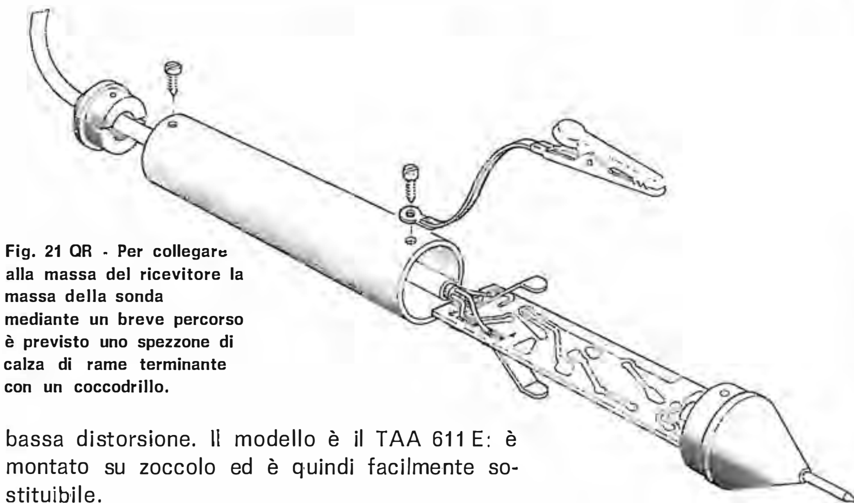


Fig. 21 QR - Per collegare alla massa del ricevitore la massa della sonda mediante un breve percorso è previsto uno spezzone di calza di rame terminante con un coccodrillo.

bassa distorsione. Il modello è il TAA 611 E: è montato su zoccolo ed è quindi facilmente sostituibile.

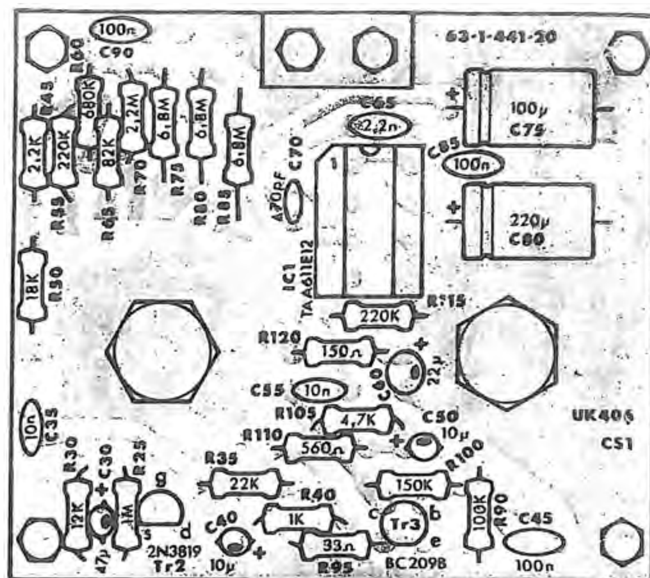


Fig. 19 QR - Le due basette a circuito stampato sono qui riprodotte pressoché nelle loro reali dimensioni: come si vede si tratta di costruzione compatta ma, nello stesso tempo facilmente fattibile.

NOTE SU COSTRUZIONE ED IMPIEGO

I due disegni di **figura 19 QR** mostrano la dislocazione dei componenti sulle due piastrine a circuito stampato. Non vi sono difficoltà particolari al collocamento dei resistori, condensatori, ecc.; ci si deve ricordare del rispetto della polarità per i condensatori al tantalio e per

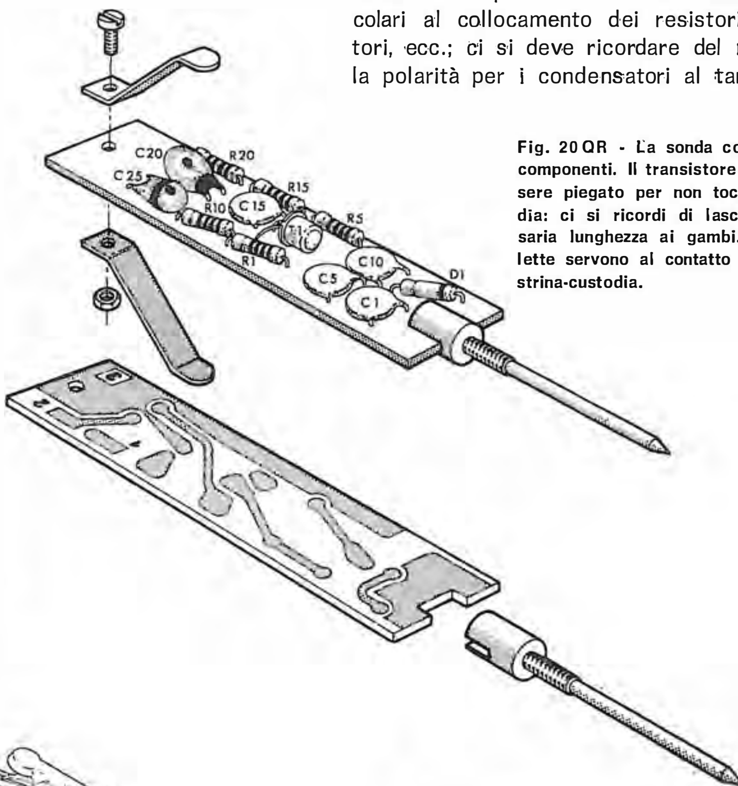


Fig. 20 QR - La sonda con tutti i suoi componenti. Il transistore (Tr1) deve essere piegato per non toccare la custodia: ci si ricordi di lasciare la necessaria lunghezza ai gambi. Le due mollette servono al contatto di massa piastrina-custodia.

gli elettrolitici. È preferibile iniziare il montaggio con la posa di tutti i resistori (inserendone e saldandone un paio alla volta).

Il montaggio della sonda può anche essere rimandato a dopo il completamento e prova (in bassa frequenza) dell'assieme più grande. Le **figure 20 e 21 QR** illustrano chiaramente tutta la struttura di questo puntale che, ovviamente risulta essere schermato dal suo tubetto così come schermato è il cordone che lo collega alla cassettina. Si vedano, in proposito le due fotografie a pagina 11 qr.

Ci richiamiamo inoltre a queste figure per sottolineare la razionalità dell'apparecchiatura che si presenta anche con un simpatico aspetto di moderna linea; è leggera e maneggevole, accessibile con facilità in ogni sua parte.

All'alimentazione provvede un assieme di pile poste in apposito contenitore che viene a far parte dello strumento; è possibile usufruire di un alimentatore esterno e questo è lo scopo di uno dei due Jack (si veda lo schema): l'inserimento dello spinotto esclude automaticamente la batteria interna.

L'altro Jack permette il prelievo del segnale d'uscita per tradurlo ad un altoparlante esterno, oppure ad una cuffia o ancora, ad un oscilloscopio.

Il circuito non necessita di alcuna taratura perciò a montaggio ultimato si è pronti per la prova di funzionamento. Se questa avviene con la presenza della sonda (posizione 1 di SW1), toccando il puntale con un dito si dovrà udire un forte rumore nonché ronzio: toccandolo ripetutamente con un oggetto metallico si avvertirà una specie di crepitio.

Nell'esame dei circuiti a radiofrequenza la sezione di bassa frequenza del ricevitore sotto prova (una volta accertato che non ha guasti) deve essere esclusa mettendo a zero il relativo controllo di volume: essa risulta sostituita da quella dello strumento col suo altoparlante.

Con un po' di pratica si arriva oltre che ad accertare, anche a valutare l'amplificazione dello stadio esaminato (deve essere sempre neutralizzato, a questo fine, il funzionamento dell'eventuale controllo automatico di guadagno).

Come il lettore avrà compreso si tratta, con questo strumento, di seguire la « traccia » del segnale: da ciò il nome di « signal tracer ».

Un ohmetro elettronico

La misura di valori resistivi con uno strumento la cui scala sia lineare è quasi sempre più pratica ed agevole di quella che vede una distribuzione diversa; se la necessità di eseguire misure ohmetriche si presenta sovente e si desidera uno strumentino apposito, superiore nell'assieme al classico « analizzatore », si può ricorrere alla semplice disposizione di cui alla figura **22 QR.**

Lo schema si basa sull'impiego di un integrato del tipo amplificatore operazionale che, come ci è noto, presenta una tensione al connettore dell'uscita non invertita eguale come valore a quella che si ha al commettore d'uscita invertita. In base a ciò la tensione presente al 6 moltiplicata per Rc / (Rc + Rx) deve essere eguale a Vz. Pertanto V al 6 = Vz (Rc + Rx) / Rc da cui Im = (Vz/Rm) (Rx/Rc).

I valori di Vz ed Rm indicati danno Rx = Rc·Im se Im è la corrente letta in milliampère.

Da quanto sopra deriverà che se Rc è di 100 kΩ come in figura, lo strumento indicatore M (milliamperometro con portata di 1mA) andrà a fondo scala allorché la resistenza incognita (Rx) corrisponderà anch'essa a 100 kΩ.

Secondo lo stesso concetto si può predisporre l'assieme in maniera che indichi a fondo scala 10 kΩ oppure 1000 ohm; basta far sì che Rc sia, appunto, di valore 10 kΩ o 1000 ohm. Si comprende allora che dotando il montaggio di un semplice commutatore (**S** in **figura 23 QR**) l'apparecchio potrà essere predisposto per le due portate ridotte (2 = 1 000 ohm e 3 = 10 000 ohm) mentre col commutatore a vuoto, la portata sarà sempre di 100 kΩ in quanto Rc risulterà di 90 + 9 + 1 kΩ = 100 kΩ.

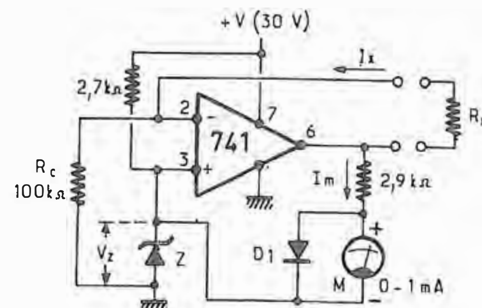


Fig. 22 QR - Pochi componenti aggiunti ad un milliamperometro da 1 mA (graduato 1 a 100) permettono la costruzione di un ohmetro molto più pratico nella lettura di quello solitamente predisposto nel « tester ». Il diodo Z è un zener da 3 volt. L'apparecchio è insensibile alle variazioni della tensione di alimentazione.

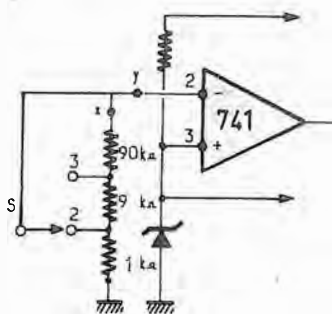


Fig. 23 QR - Frazionando la resistenza Rc dello schema precedente si possono modificare i valori di lettura a fondo scala: in questo caso oltre ai 100 000 Ω si hanno 10 000 e 1 000 ohm.

Le portate possono anche essere elevate. In **figura 24 QR** si vede l'aggiunta di 2 resistenze (900 kΩ e 9 MΩ) grazie alle quali col commutatore su 4 il fondo scala indicherà 1 MΩ e col commutatore a vuoto si avrà la portata di 10 MΩ.

La resistenza interna del milliamperometro presa in considerazione è di 100 ohm; qualora si impiegasse uno strumento a resistenza inferiore bisogna connettergli in serie una resistenza suppletiva che porti il valore totale a 100 ohm, appunto.

Per evitare che ai capi dello strumento M si presenti una tensione troppo alta (e quindi scorra troppa corrente) allorché non vi è alcuna resistenza inserita ai due morsetti di misura, è stato previsto il diodo al germanio D1 che agisce come protezione. Se invece tra i due morsetti si pratica un cortocircuito, la tensione al 6 si porta a 3 volt esatti e non vi è corrente nello strumento: ciò è, in sostanza, un azzeramento automatico.

La corrente che passa attraverso la resistenza incognita (Ix) è indipendente dal valore di Rx. L'eguaglianza delle tensioni d'entrata del 741 rende Vz ed Ix Rc eguali, così che Ix = Vz/Rc.

Non vi è bisogno di taratura della scala in quanto lo spostamento dell'indice, se questo è graduato, ad esempio, 0 - 100 è direttamente proporzionale alla corrente, ciò che vuol dire alla resistenza; così, se si è sulla portata 100 kΩ, una lettura a 50 significherà 50 kΩ.

Il numero esiguo dei componenti consente di costruire questo apparecchio di misura in dimensioni alquanto ridotte, il maggior volume essendo richiesto dalla batteria di alimentazione; naturalmente, si può fare a meno di quest'ultima ricorrendo ad un alimentatore esterno (30 volt).

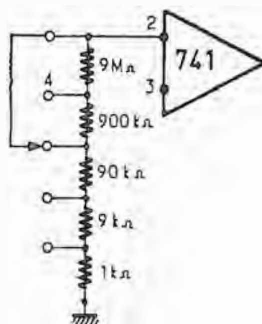


Fig. 24 QR - Se Rc diventa in totale 10 MΩ la portata massima passa a 10 MΩ, con portate intermedie. Tutte le resistenze devono essere all'1% di precisione.



Fig. 25 QR - L'efficienza di un transistore può essere rapidamente appurata misurandone il « beta », ossia il coefficiente di amplificazione. Questo strumento non si limita all'indicazione di un cortocircuito o di un'interruzione interna ma permette di valutare anche la funzionalità. È leggero, compatto, autoalimentato, facilmente portatile.

Un provatransistori

Allo stato attuale della tecnica, pur con la costante e massiccia avanzata dei circuiti integrati nelle più svariate applicazioni, il transistore singolo svolge ancora una funzione insostituibile per la sua grande flessibilità di impiego, per il suo costo ridottissimo e per la grande varietà di prestazioni che può fornire, e che talvolta non sono economicamente raggiungibili con altri sistemi.

Nelle applicazioni che richiedono elevata potenza, basso livello di rumore, alta frequenza operativa, il transistore è quasi insostituibile. Per questo motivo un comodo, economico e preciso provatransistori è uno strumento che non deve mancare in nessun laboratorio, a qualsiasi livello tecnico si voglia operare.

I transistori andrebbero collaudati sempre prima del montaggio in circuito, perché se questi elementi non forniscono le prestazioni attese, il risultato sarà senz'altro negativo.

Nel caso di montaggio di serie, un risultato non conforme ai capitolati porta ad uno scarto, e questo può essere messo in preventivo, ma nei montaggi sperimentali e nei prototipi, un mancato funzionamento può portare a dispendiose ricerche del guasto o all'abbandono di un progetto in se stesso valido.

Siccome il transistore è nella massima parte delle applicazioni un amplificatore, è importante poter rendersi conto se e quanto il dispositivo amplifichi. Inoltre, bisogna sapere se l'elemento presenta interruzioni o corti circuiti tra i suoi tre elettrodi, che ne impediscano il funzionamento.

Quando si siano verificate queste condizioni, si può stare abbastanza tranquilli che il transistore soddisferà anche alle altre prestazioni elencate nel suo foglio dei dati.

Il provatransistori deve essere di uso facile, comodo e rapido e deve inoltre essere piccolo, leggero e con alimentazione autonoma. Questi requisiti ci sono tutti nel progetto dello strumento (**figura 25 QR**) che qui presentiamo.

PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

Per comprendere l'uso del provatransistori, sarà necessario rivedere qualche conoscenza del transistore.

Dal contenitore del transistore fuoriescono i contatti dei tre elettrodi ed eventualmente un quarto contatto collegato alla carcassa metallica, che funge da schermo. I tre elettrodi del transistore sono, è ben noto, il collettore, la base e l'emettitore.

Se inseriamo una batteria nel circuito formato dal collettore e dall'emettitore, e disponiamo in serie a questo circuito un milliamperometro, constateremo che non passa praticamente alcuna corrente. Il transistore si comporta come un isolante più o meno perfetto, con una piccolissima corrente di perdita che dipende dal tipo del cristallo che costituisce il semiconduttore.

Se però prendiamo un'altra batteria e la usiamo per far passare una certa corrente nel circuito formato dalla base e dall'emettitore, vedremo che la corrente nel circuito di collettore cresce in maniera più cospicua di quanto non cresca la corrente nel circuito di base.

In pratica, la giunzione tra emettitore e base non è altro che un diodo che viene polarizzato dalla batteria di base nel senso della conduzione. Per questo fatto, basteranno tensioni molto ridotte tra base ed emettitore per far passare correnti notevoli nel circuito del collettore.

Trascurando le tensioni si dirà quindi che un transistore è un elemento pilotato in corrente. Piccole variazioni della corrente nel circuito di base provocano grandi variazioni della corrente nel circuito di collettore.

Il rapporto tra la corrente che passa nel circuito di base — essendo l'emettitore il ritorno comune delle due correnti, e rimanendo costante la tensione tra il collettore e l'emettitore — si chiama coefficiente di amplificazione in corrente del transistore ad emettitore comune, o, più comunemente Beta (β).

Si tratta praticamente del dato più importante da conoscere per valutare la funzionalità di un transistore, ed è quello che appare sul quadrante del nostro provatransistori.

Per conoscere tutte le altre caratteristiche ove occorrano, bisogna far uso di strumenti più complessi oppure ricavarle dai fogli dei dati, che non forniscono in genere valori precisi ma campi di tolleranza entro i quali cadranno sicuramente le caratteristiche di un determinato dispositivo.

Un'altra caratteristica del transistore che è assolutamente molto importante è la sua polarità. Infatti, i segni delle varie polarizzazioni variano a seconda che si tratti di un transistore PNP oppure NPN.

Nell'apparecchio di prova l'inversione delle po-

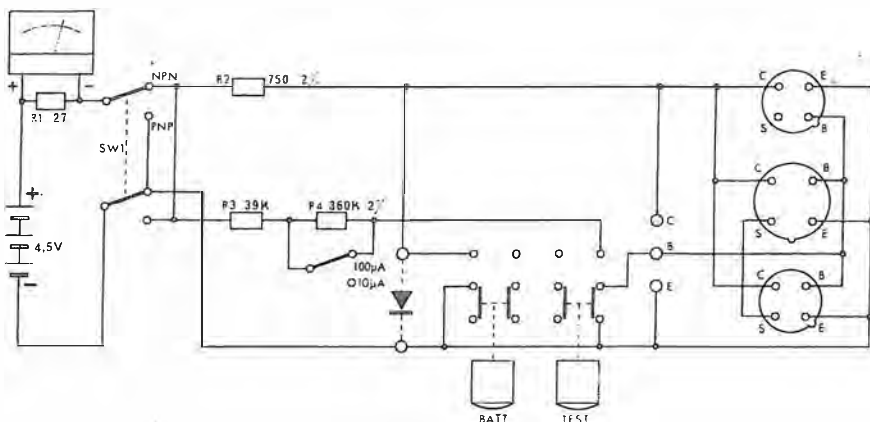


Fig. 26 QR - Il principio di funzionamento sul quale si basa questo schema è semplice: fornire alla base del transistore in prova una polarizzazione che provochi la corrente di collettore; è quanto si verifica premendo il pulsante TEST.

larità non porta ad inconvenienti, perché le correnti in gioco sono basse, ma nell'applicazione pratica dove le correnti sono vicine al limite, un'inversione della batteria porta quasi inevitabilmente alla distruzione del semiconduttore.

Una semplice manovra del provatransistori permette di riconoscere con certezza la polarità del transistore in prova.

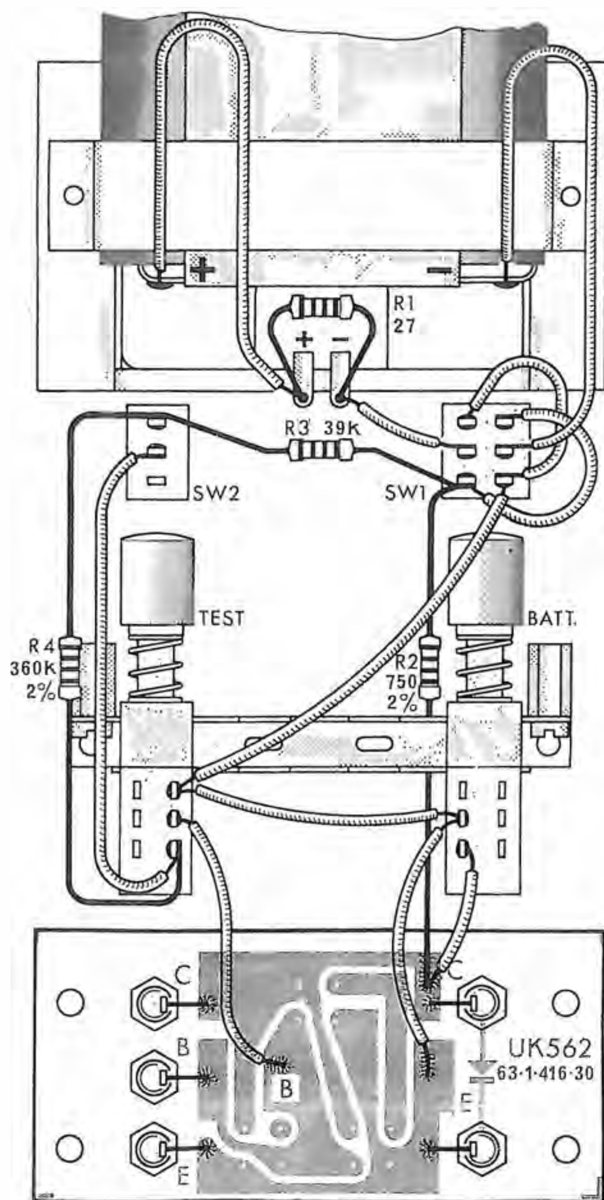


Fig. 27 QR - La basetta a circuito stampato prevede unicamente l'inserimento degli zoccoli e le prese per gli elettrodi (prove senza zoccoli); tutti i collegamenti, come si vede, sono fatti con conduttori flessibili. Il tutto è racchiuso in una custodia metallica di 85 × 145 × 55 mm.

LO SCHEMA ELETTRICO

Si tratta di uno schema semplicissimo. La batteria, in serie con il milliamperometro, alimenta sia il circuito di collettore che quello di base (**figura 26 QR**).

Il commutatore SW1 inverte la polarità ai capi del circuito di prova, per fornire la polarizzazione nel verso corretto ai transistori PNP oppure NPN.

La resistenza R2 forma il carico del circuito di collettore. Le resistenze R3 ed R4, in combinazione con il commutatore SW2 forniscono la polarizzazione di base. Per questa sono previsti due valori fissi rispettivamente di 10 e 100 µA.

Le due resistenze in serie limitano la corrente a 10 µA, mentre quando il commutatore SW2 cortocircuita i terminali di R4, rimane in circuito solo R3 attraverso la quale passano 100 µA.

Il pulsante BATT. mette in circuito solo la batteria, (restando esclusi gli elementi in prova), controllandone l'efficienza. Lo strumento, in questo caso dovrà andare a fondo scala nella zona verde; in tal modo saremo sicuri dell'esattezza della successiva misura del β.

Gli elettrodi del transistore in prova vanno collegati o allo zoccolo che più si adatta alla loro disposizione o tramite fili alle tre boccole.

In questo caso fare attenzione al fatto che i transistori con frequenze di taglio molto alte possono entrare in oscillazione falsando il risultato della misura.

Quindi i transistori per alta frequenza è meglio siano provati sugli zoccoli.

Due boccole sono previste per la prova dei diodi, i quali vanno provati inserendoli in circuito prima nel senso diretto e quindi nel senso inverso.

Il pulsante TEST, quando è rilasciato mantiene la base a massa, e quando è premuto collega a questa la polarizzazione. Nel caso che lo strumento vada a fondo scala rilasciare subito il pulsante TEST e diminuire la corrente di base commutando con SW2.

La resistenza R1 funge da SHUNT per diminuire la sensibilità dello strumento al valore che ci occorre.

PREDISPOSIZIONE MECCANICA

Il provatransistori è interamente disposto entro un contenitore di limitate dimensioni e di basso peso, che può essere agevolmente trasportato ovunque.

La costruzione, interamente metallica, resiste ottimamente a tutti gli strapazzi. La batteria è di tipo piatto, reperibile comunemente in commercio.

Sul frontale del provatransistori vediamo lo strumento indicatore, con una semplice e chiara scala, il commutatore di polarità NPN-PNP, il commutatore delle correnti di base (10-100 µA), il pulsante di controllo della batteria, il pulsante TEST di effettuazione della prova, ed una serie di zoccoli e boccole (vedi figura 25 QR).

Gli zoccoli sono disposti per ricevere i più co-

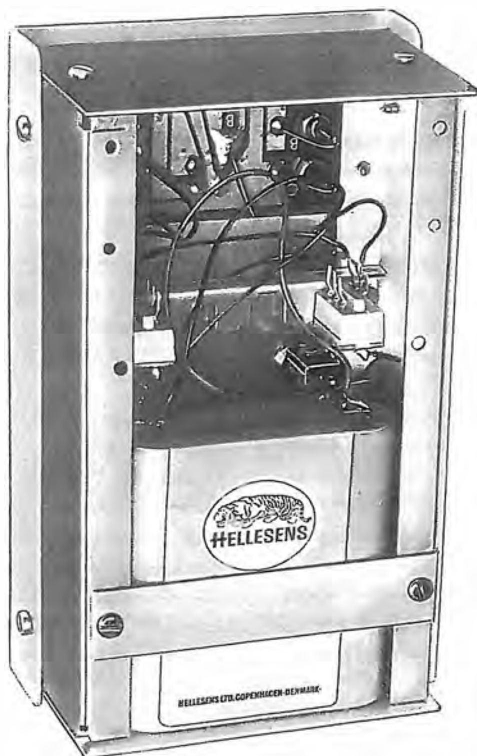


Fig. 27 QR bis · Al disegno della figura precedente corrisponde questa reale situazione a strumento completato: deve essere collocato e fissato il pannello di fondo che è simile, come struttura, a quello frontale. Il peso totale è di soli 380 grammi.

muni collegamenti dei transistori, senza bisogno di cambiare la disposizione delle uscite. Due prese servono per la prova dei diodi.

IL MONTAGGIO

Nello strumento è compreso un semplice circuito stampato che serve da sostegno agli zoccoli ed alle prese di uscita. Attenersi alle normali precauzioni da adottare per il montaggio dei circuiti stampati, e precisamente: usare un saldatore di potenza non superiore ai 50 W, eseguire saldature efficaci che penetrino bene negli elementi da unire, non usare pasta salda od altri disossidanti chimici, essendo sufficiente quello contenuto nell'anima del filo di lega saldante, evitare di formare ponti di stagno tra le piste.

Controllare sulla figura nella quale appaiono i componenti sovrapposti alla traccia delle piste di rame viste in trasparenza, la corretta disposizione dei componenti stessi.

Alcune avvertenze: in **figura 27 QR** la pulsantiera è disegnata ribaltata rispetto alla sua effettiva posizione, questo per mettere in buona evidenza la disposizione dei contatti.

I collegamenti per C. B, E, ecc. sono formati da un corto spezzone di filo di rame nudo stagnato che va da ciascuna boccola alla piazzola più vicina del circuito stampato. Il filo va infilato nel foro del circuito stampato, saldato e quindi si deve tagliare la parte che sporge dal lato componenti a raso della superficie del medesimo.

— Tutti i collegamenti e i componenti che vanno allo strumentino e ai deviatori non devono sporgere oltre i terminali di quest'ultimi, devono cioè essere fatti lateralmente, onde evitare ingombri all'introduzione della batteria.

— Controllare accuratamente il montaggio e le connessioni elettriche.

— Infilare dall'estremità posteriore del contenitore, la batteria e bloccare a fondo le viti che fissano il cavallotto (**figura 27 bis**).

— Fissare posteriormente il pannello e il fondo utilizzando le viti autofilettanti.

COLLAUDO E IMPIEGO

Dopo aver completato il montaggio verificare lo stato della batteria ed il corretto funzionamento premendo il pulsante BATT.

L'indice dello strumento deve andare a fondo scala (5 mA) o quanto meno rimanere entro la zona verde della scala. Con una corrente inferiore ai 5 mA la precisione diminuirà ma verrà ancora fornita una chiara indicazione del corretto funzionamento del transistore in prova.

Se il transistore non può essere infilato in uno zoccolo collegarlo alle boccole E, B, C mediante cavetti muniti ad una estremità di un connettore a coccodrillo.

Collegato il transistore in prova, premere il pulsante TEST, mantenendo il deviatore della corrente di base nella posizione 10 µA.

Se l'indicazione non risulta sufficientemente apprezzabile spostare il deviatore della corrente di base in posizione 100 µA e ripetere la prova.

Il beta del transistore si ricava moltiplicando l'indicazione dello strumento per 100 se la corrente di base è di 10µA oppure per 10 se la corrente di base è di 100µA.

Se lo strumento indicatore va a fondo scala senza che venga premuto il pulsante TEST, possono darsi due casi. Se, commutando la polarità NPN - PNP, l'indice rimane a fondo scala, avremo un corto circuito tra collettore e base. Se cambiando la polarità tutto va a posto, vuol dire che si è sbagliato a sceglierla, e con questo si stabilisce senza dubbio se il transistore è un NPN oppure un PNP.

Se in nessuna condizione lo strumento fornisce indicazione, vuol dire che qualche elettrodo è fuori uso, ed il transistore non è più efficiente.

Per controllare quale elettrodo è interrotto si può usare il provadiodi. Infatti le giunzioni collettore-base e base-emettitore non sono altro che dei diodi polarizzati in direzione opposta. Verificando se, per esempio, in un transistore NPN si abbia conduzione nel senso base — collettore, (viceversa per i PNP), si può facilmente localizzare l'elettrodo difettoso.

La prova dei diodi si fa collegando il diodo alle boccole prima in un verso e poi nell'altro. In una direzione che corrisponde al catodo positivo si avrà passaggio di corrente, nella direzione inversa il milliamperometro non dovrà segnare nulla o al massimo, una piccolissima corrente di perdita.

In caso di mancato passaggio della corrente diretta il diodo è interrotto, se invece la corrente passa nei due sensi il diodo è in cortocircuito.

Controllo - Taratura - Collaudo

La necessità delle operazioni di cui ora diremo si presenta immancabilmente al seguito di un qualsiasi nuovo montaggio sia esso singolo, sia esso conseguente ad una produzione di serie. Si presenta anche, in buona parte dei casi, a seguito di interventi di riparazione.

Le attrezzature che allo scopo si richiedono differiscono da settore a settore e sono molto legate alla frequenza, o per meglio dire al numero di casi d'impiego. Una fabbrica predisporrà banchi attrezzati, adatti volta a volta al tipo di telaio, un tecnico privato coordinerà per il meglio gli strumenti di cui dispone.

I tre momenti enunciati sono attuali per quasi tutte le apparecchiature (in qualche raro caso può non sussistere la necessità di una taratura); essi si susseguono sempre nell'ordine indicato.

Controllo

Con esso si vuole, e si deve, accertare che non vi siano anomalie nel montaggio.

La lettura di tensioni (e, a volte, di correnti) in diversi punti è alla base di questa operazione; deve essere la prima in quanto se non si ha la certezza che tutto è in ordine è assurdo pensare ad una taratura e ad un collaudo.

Inutile dire che un primissimo controllo, intuitivo nella sua esigenza, è quello visivo. Se si tratta di prodotto di serie l'operatore addetto svolgerà con efficacia e rapidità questa verifica stante l'« occhio » che avrà fatto a quel tipo di montaggio.

Se si tratta invece di montaggio di amatore l'operazione risulta molto più impegnativa e più lunga, ed assume anche una maggiore importanza perché è più facile siano stati commessi degli errori. In questo caso una certa « pignoleria » nel riscontro è del tutto vantaggiosa; componente per componente è bene sia esaminata la posizione, se necessario la polarità, la consistenza delle saldature, la corrispondenza agli elettrodi dei dispositivi attivi. Il tempo speso a questo scopo può essere ampiamente ripagato, a volte, da un danno evitato.

Da quanto sopra si rileva che anche il controllo — come l'indagine per la ricerca di un guasto — ha una fase a freddo ed una a caldo (sotto tensione).

La prima oltre che visiva, e in certo qual modo meccanica, è dal punto di vista elettrico centrata sulla lettura di continuità dei collegamenti, di isolamento e di valori ohmici.

La seconda, come si è già accennato, è basata sul controllo delle tensioni e degli assorbimenti; devono essere noti preventivamente i valori da riscontrare: uno scarto notevole conduce all'indagine conoscitiva della causa e a seconda di dove si verifica orienta — così come avviene nella riparazione — verso lo stadio con il componente fuori norma.

La parte finale del controllo può, in definitiva, essere definita un assieme razionale di letture: il superamento del controllo rende possibile la fase successiva che, in molti casi è quella di taratura.

Per il controllo riferito alla produzione in serie si devono citare diverse interessanti innovazioni, introdotte sia per un guadagno di tempo, sia per il massimo di affidabilità dell'operazione.

Una parte di questi nuovi sistemi è una diretta conseguenza della tecnica costruttiva che vede l'adozione, in larga misura, di « moduli », vale a dire di settori dell'apparecchio presentanti una costruzione compatta e a se stante. Questi moduli subiscono tutti un loro singolo controllo prima di essere incorporati nel telaio generale; per tale fatto, quando l'apparecchiatura è sottoposta al controllo finale essa beneficia del controllo precedente cui sono stati già sottoposti i moduli, il che — è evidente — accresce la garanzia della prova.

Tanto per l'apparecchio terminato che per i moduli (ma, in particolar modo per questi ultimi) nelle fabbriche vengono approntati banchi le cui attrezzature permettono un rapido controllo automatico. Si tratta di un piano recante in sporgenza una serie di contatti (aghi) predisposti in posizioni ed in numero dipendente dal tipo di piastra da controllare. Su questo letto d'aghi viene premuto il modulo in maniera che ciascun ago venga a contatto del rame del circuito stampato nei punti significativi per la lettura.

Quando la produzione è veramente ingente la sequenza delle letture e l'interpretazione dei valori ricavati è conseguente al funzionamento di un calcolatore la cui memoria è stata per quel modulo programmata: i moduli difettosi o comunque non rispondenti a tutti i requisiti vengono automaticamente e variamente scartati.

Taratura

Qualsiasi progetto tecnico presuppone il raggiungimento di ben determinati risultati, Nell'esecuzione che segue al progetto — di conseguenza — non vi possono essere deroghe ai parametri prefissati, né per ciò che riguarda i singoli componenti, né per ciò che si riferisce all'apparecchiatura finita.

Tuttavia, è ben noto, pur restando nel rispetto delle tolleranze parziali si può verificare egualmente uno scarto globale non ammissibile: ecco che, per questo, il progettista prevede in de-

terminati punti organi regolabili onde predisporre con essi un valore (resistivo, induttivo, capacitivo, ecc.) da selezionare per portare il circuito ai risultati voluti.

La variazione di questi organi — accompagnata sempre da un controllo visivo o auditivo dell'azione su di loro esercitata — costituisce appunto, nell'assieme, quell'operazione che è nota a tutti, genericamente, come taratura.

Si tratta pertanto, come ben si comprende, di un intervento richiesto, in teoria, una sola volta (così come il controllo, del resto) o quanto meno una volta tanto: in altri termini, ad apparecchio appena costruito o ad apparecchio riveduto, difettoso, modificato o che ha subìto drastiche manipolazioni.

A conferma di quanto ora asserito, tutti gli organi previsti sono del tipo detto « semifisso »: ad essi non può accedere l'utente, ad esempio, nel caso di apparecchio destinato al grosso pubblico. Questo perché una variazione eseguita senza la necessaria strumentazione non ha senso e può senz'altro peggiorare le condizioni anziché migliorarle.

Tarare significa far coincidere certe prestazioni dell'apparecchio con valori stabiliti: assai spesso valori differenti per segnali diversi, o per tempi diversi, tanto da poter rappresentare il tutto con l'andamento di una « curva ». Lo strumento migliore, insuperabile in questo caso, è l'oscilloscopio perché sul suo schermo si può visualizzare la rispondenza dell'apparecchiatura sotto esame prima, durante e dopo la taratura.

Abbinato all'oscilloscopio occorre però un altro, indispensabile strumento: il generatore di segnali. Esso fornisce il segnale d'entrata e, meglio di qualsiasi emittente pone l'apparecchio (in caso di ricevitori) in una sistematica, calcolata e tarata serie di situazioni che contribuiscono alla costruzione della traccia vista sullo schermo del tubo catodico.

Vi sono casi in cui — e sono abbastanza comuni — questo generatore simula più di una emittente nel senso che fornisce una data frequenza prevista (supponiamo, la più bassa) e subito dopo questa frequenza cresce linearmente sino ad un valore prestabilito; il generatore poi ricomincia lo stesso ciclo. Seguendo questo criterio, determinata l'escursione della gamma, e scelta una frequenza di ripetizione sufficientemente alta, sullo schermo dell'oscilloscopio (quest'ultimo connesso all'uscita del ricevitore) appare il comportamento alla frequenza del ricevitore stesso per quella data banda: in altre parole, la sua curva di responso sotto forma di una traccia luminosa.

La tecnica testé accennata è nota come **vobbulazione** e di essa maggiormente diremo più avanti.

Naturalmente per taratura non deve essere intesa soltanto la messa a punto di circuiti accordati; vi sono tarature riferite a strumenti (confronto con campioni), tarature di trasmettitori (qualità e profondità di modulazione), tarature di relé (livello di segnali), ecc.

Richiamandoci a quanto accennato circa le operazioni di controllo comandato dalla memoria di un calcolatore diremo che secondo lo stesso principio si può pervenire anche alla taratura, per cui certe volte le due fasi si susseguono o si integrano. Un caso del genere è quello che vede l'impiego di un raggio laser per la rifinitura (mediante fusione) di resistori a film spesso e a film sottile: quando il componente ha raggiunto il valore desiderato, il raggio laser interrompe la sua azione su quel pezzo per passare a quella di un altro esemplare e così via, obbedendo alla sequenza che la memoria reca nel suo programma preventivamente iscritto. Un procedimento questo che, come si intuisce, permette la più alta precisione ed il più ridotto impiego di manodopera.

Collaudo

Con il collaudo si stabilisce se, nel suo assieme, l'apparecchio (dopo la taratura, se questa è necessaria) offre una sufficiente garanzia di reggere nel tempo, alle condizioni normali di funzionamento senza alterarsi, stararsi, danneggiarsi.

Di norma quando sono interessati prodotti fabbricati in serie l'accertamento ha luogo mediante due procedure.

Una è quella di lasciare l'apparecchio in funzionamento per un periodo di tempo relativamente lungo (ad esempio, uno o due giorni) e di controllarne lo stato alla fine della prova. Ovviamente il controllo deve confermare che nulla è mutato o quanto meno, se un mutamento è previsto, che esso rientra nei termini stabiliti. È questa una prova nota col termine di « stagionatura »; se la Casa fabbricante è seria a tale prova sottopone tutta la produzione.

L'altra forma di collaudo — che naturalmente non esclude la prima — consiste nel sottoporre una certa percentuale del prodotto, presa a caso, a condizioni più onerose di quelle normali. Sono dei « test » che tendono all'accertamento del margine di tolleranza che l'apparecchio può offrire. Si creano perciò condizioni anormali (ad esempio, un aumento della tensione di alimentazione) sia elettriche che ambientali (si pone il telaio in un « forno »), a volte anche meccaniche (apparecchio sottoposto a forza di gravità). Si stabilisce se il prodotto rientra nei limiti che anche sotto questo punto di vista il progetto ha elaborato: in certo qual modo la prova è un esame dell'affidabilità e di conseguenza di qualità.

Naturalmente tutto questo è superfluo se ci si riferisce ad un unico esemplare, specialmente se si rientra nell'ambito delle costruzioni d'amatore. Ciò non toglie che una certa attenzione debba essere egualmente posta in relazione alle prime ore di funzionamento; in pratica quindi, in questi casi, l'impiego ed il collaudo coincidono.

Strumenti e procedure di taratura

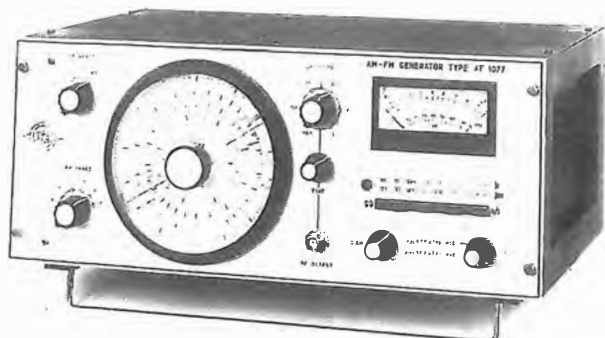


Fig. 28 QR - Questo generatore mette a disposizione del tecnico tutti i segnali che necessitano sia per una taratura quanto per una misura della sensibilità e della selettività. Naturalmente serve tanto in AM che in FM; in quest'ultimo campo offre un servizio sempre più sentito, quello della taratura dei sintonizzatori stereo.

Un radioricevitore in quanto comportante un certo numero di circuiti accordati è soggetto a taratura. Ciascuno dei circuiti risonanti deve essere portato a funzionare su di una precisa frequenza.

Nell'apparecchio — sappiamo — ha rilevante importanza ai fini del rendimento l'amplificazione che vi si effettua mediante gli stadî di Media Frequenza. Le prime operazioni tendono perciò a dare un assetto a questa amplificazione agendo sugli organi previsti che sono, quasi sempre, dei nuclei ferromagnetici (a vite) da introdurre più o meno all'interno di avvolgimenti (trasformatori di Media Frequenza).

Neutralizzare l'azione di AGC

Gli stadî di cui sopra (in parte, o tutti) sono soggetti ad una polarizzazione che varia al variare dell'intensità del segnale entrante nel senso che se quest'ultimo aumenta, la variazione di polarizzazione porta gli elementi attivi (transistori o valvole) in condizioni di minore amplificazione. È questo il principio del noto CAV o CAG o AGC: in sostanza, il controllo automatico di guadagno. Con esso si livella l'entità dell'amplificazione, lasciando il grado massimo in presenza di segnali deboli ed evitando la saturazione (con distorsione conseguente) per i segnali molto forti.

Se ci si accinge a tarare gli stadî di Media Frequenza, da quanto detto sopra si intuisce subito che il dispositivo dell'AGC deve essere posto fuori funzionamento. Infatti è necessario che ciascun stadio sia di per se portato sull'accordo preciso e che si possa osservare l'effetto reale conseguente a variazioni anche piccole del nucleo; questo non potrebbe verificarsi se, con AGC inserito, una variazione del nucleo comportante un aumento (o una diminuzione) dell'amplificazione fosse contrastata dall'azione contraria dell'AGC stesso.

Il discorso vale anche per gli stadî d'amplificazione che eventualmente precedano la Media Frequenza (stadî di amplificazione di Alta Frequenza), sempre soggetti a controllo AGC.

In sede di allineamento, pertanto, si deve provvedere con una polarizzazione fissa, facilmente realizzabile mediante pile.

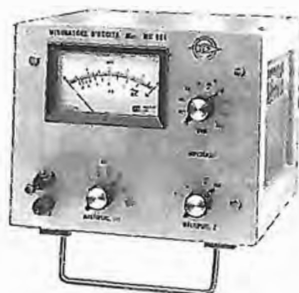


Fig. 29 QR - Nota l'entità del segnale fornita dal generatore un misuratore d'uscita del tipo qui riprodotto permette di conoscere il guadagno parziale e totale. Esso è, in sostanza, un millivoltmetro accuratamente tarato, con scala anche in dB.

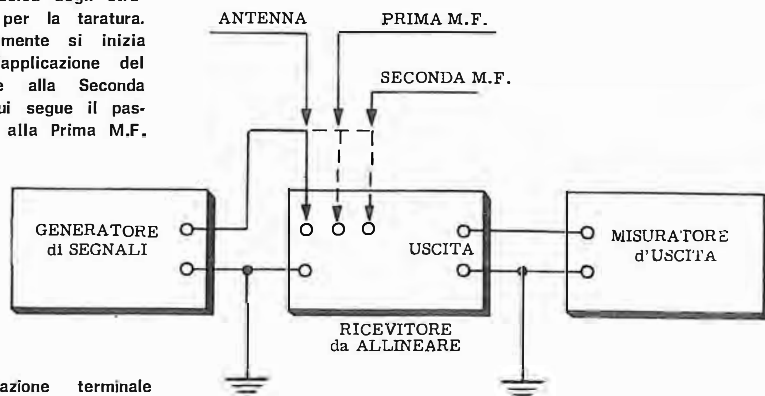


Fig. 30 QR - Disposizione classica degli strumenti per la taratura. Abitualmente si inizia con l'applicazione del segnale alla Seconda M.F cui segue il passaggio alla Prima M.F.

L'operazione terminale si riferisce all'allineamento, su frequenze diverse, dei circuiti d'entrata.

Osserviamo ora una procedura tipica che però non deve necessariamente essere ritenuta valida per qualsiasi tipo di ricevitore: essa serve semplicemente come guida generale in mancanza di informazioni particolareggiate sul ricevitore in esame.

Una coppia di strumenti

Per poter procedere all'allineamento di una supereterodina è indispensabile l'impiego di due strumenti:

a) un generatore di segnali;

b) un visualizzatore dell'uscita.

È da escludere che si possa pervenire a qualcosa di tecnicamente valido basandosi, come segnale, sulla ricezione di una stazione e come valutazione dell'uscita sul suono dell'altoparlante.

Il generatore (una volta più comunemente detto « oscillatore modulato ») è quello strumento di cui ci siamo già occupati trattando dell'attrezzatura del laboratorio (pagine 5 e 6 ef). Un tipo moderno è visibile in **figura 28 QR;** tra le innovazioni che questa esecuzione comporta rispetto a modelli precedenti vi è da segnalare la possibilità di fornire un segnale FM modulato secondo le caratteristiche dell'emissione stereofonica.

Il visualizzatore d'uscita (misuratore d'uscita) può essere costituito da un voltmetro per corrente alternata collegato ai capi della bobina mobile dell'altoparlante. Se questo voltmetro è destinato unicamente a questa funzione (**figura 29 QR**) allora la sua scala reca le indicazioni della potenza (da frazioni di milliwatt a diversi watt); infatti uno degli scopi del suo usò è quello di far conoscere quant'è il guadagno che si ottiene, ed al quale si perviene, mano a mano che la taratura procede. Ad operazione finita si può sapere se l'apparecchio da questo punto di vista è rispondente alle caratteristiche enunciate, dato che anche il generatore indica l'en-

tità della tensione che fornisce.

Il generatore naturalmente, è modulato. Vi sono norme standardizzate che indicano la frequenza di modulazione da usare in questi casi, il tasso di modulazione, la forma del segnale, ecc.

Per la modulazione d'ampiezza si impiega un'onda sinusoidale di 400 Hz, per la modulazione di frequenza un'onda di 1 000 Hz. Nelle prove stereo si usano una frequenza di 1 000 Hz ed una di 5 000 Hz, commutabili, e con la dovuta preenfasi.

Il suono continuo della modulazione può risultare fastidioso, specie quando si fanno misure di potenza: si può sostituire l'altoparlante con una resistenza corrispondente all'impedenza avendo cura che il resistore prescelto sia in grado di dissipare la potenza manifestantesi.

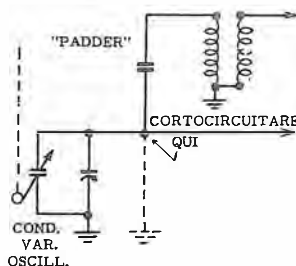


Fig. 31 QR - Se l'oscillazione locale del convertitore supereterodina crea disturbi per la taratura della Media F., si può eliminarla cortocircuitando il condensatore variabile (a massa, se non reca tensione continua).

Ordine di procedura

La taratura di un ricevitore prevede, come si è detto, un inizio riguardante gli stadî di Media Frequenza. Nell'ambito di questa operazione con gli strumenti connessi così come si osserva in **figura 30 QR**, si procede dallo stadio più vicino al rivelatore (seconda Media F.) verso l'antenna: ciò per l'applicazione del segnale fornito dal generatore.

È evidente che, tarato uno stadio, dal momento che esso rimane sempre in funzionamento durante la taratura dello stadio che lo procede, si avrà un notevole aumento dell'amplificazione totale mano a mano che lo stadio aggiunto vedrà perfezionarsi il suo accordo: da qui, la necessità di ridurre il livello di segnale applicato, fermo restando invece il regolatore del volume audio che deve essere lasciato sempre per il suo massimo.

Durante questo allineamento può essere necessario, per qualche tipo di ricevitore, disattivare l'oscillatore locale dello stadio convertitore per evitare la presenza di segnali spurî dovuti a battimenti che causano errori nelle operazioni di messa a punto. Si può diseccitare l'oscillatore, semplicemente cortocircuitando verso massa (**figura 31 QR**) il suo circuito accordato.

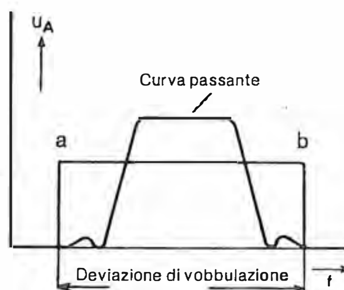


Fig. 32 QR - Si sceglie l'ampiezza della deviazione di vobbulazione a seconda della curva passante che ci si attende dall'apparecchio tarato. Per prima cosa però occorre che il generatore sia posto sul valore della frequenza nominale, centrale.

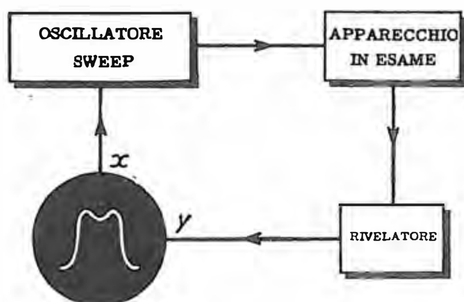


Fig. 34 QR - Strumenti e ricevitore sono così collegati tra loro. All'apparecchio è avviato il segnale HF tramite resistenza di chiusura: dall'apparecchio esce il pilotaggio del vobbulatore inserito tramite resistore di disaccoppiamento o sonda demodulatrice.

Una diversa coppia di strumenti

Con la coppia di strumenti citata (misuratore d'uscita e generatore a frequenza costante) si è nelle migliori condizioni per determinare, con valori elettrici, la sensibilità del ricevitore. Di quest'ultimo però occorre conoscere anche la selettività e — in sede di taratura — agire perché la curva passante che la identifica sia quella dovuta; non basta quindi leggere il massimo d'uscita sul misuratore ruotando il nucleo ferromagnetico delle bobine: ciò può condurre ad un'alterazione della curva globale di risposta. L'ideale allora è vederla; ed infatti, correntemente la si osserva utilizzando, è logico, l'oscilloscopio.

Però, affinché sullo schermo appaia la curva (« curva passante ») così come, ad esempio in **figura 32 QR**, la frequenza del generatore non può più essere costante. Essa deve variare da **a** sino a **b**: giunta al valore « b » deve tornare a quello di « a » dal quale riprendere la variazione e così ripetutamente. Questa variazione abbraccia i termini entro i quali deve configurarsi la curva ed è detta **deviazione di vobbulazione.**

La coppia di strumenti necessari non è più quella vista in figura 30 QR ma, schematizzando, diventa quella di cui alla **figura 33 QR:** il generatore deve essere di tipo vobbulato (detto anche « Sweep ») il visualizzatore è un oscilloscopio. L'intercollegamento, più precisamente, si configura come nell'assieme riprodotto in **figura 34 QR.**

Anche con questo tipo di generatore l'ampiezza è costante (calibrata a seconda delle necessità): il segnale quindi, restando costante come livello, varia in frequenza.

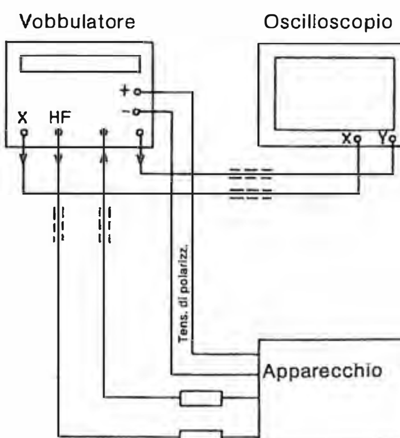


Fig. 33 QR - L'osscillatore della frequenza di vobbulazione pilota anche le placchette del tubo (asse x = orizzontale). All'asse y si invia il segnale uscente dall'apparecchio, che deve essere rivelato se già non provvede il ricevitore.

Il segnale in uscita dall'apparecchio in esame viene rivelato ed inviato all'amplificatore verticale (asse Y) dell'oscilloscopio. La base tempi di quest'ultimo è sincronizzata con la tensione di vobbulazione del generatore, così che le distanze orizzontali assumono in questo caso il significato di frequenze anziché di tempi.

Le distanze verticali conservano invece il loro usuale significato di ampiezza o guadagno di cui gode il segnale. L'immagine che appare sul tubo ha quindi il valore di una vera e propria curva di risposta ampiezza/frequenza dell'apparecchio in esame.

Calibrazione — La curva di risposta tracciata sullo schermo ci offre un panorama completo dello stato di funzionamento dell'apparecchio in esame. Per avere però la conoscenza del guadagno nonché le posizioni di frequenza bisogna poter valutare sotto tale aspetto le posizioni della traccia: in altri termini, si deve procedere ad una calibrazione sia in senso verticale che in senso orizzontale di modo che ogni incremento (o diminuzione) sia traducibile in volt (o meglio, in dB) ed ogni posizione sia traducibile anche in frequenza.

Le ampiezze relative dei segnali contenuti all'interno di una curva di risposta possono essere apprezzate e misurate facendo uso di un reticolo a righe orizzontali equidistanti, da tracciarsi in modo che la distanza che intercorre tra due righe successive corrisponda ad un certo numero di dB. La calibrazione delle righe può essere effettuata tramite l'attenuatore di uscita dello strumento nel seguente modo.

Si tracci sulla maschera di misura una prima retta orizzontale tangente al punto più alto della figura; si riduca quindi il segnale d'uscita del generatore di un valore corrispondente, ad esempio, ad 1 dB e si tracci una seconda riga orizzontale in corrispondenza dell'altezza massima così raggiunta. Si proceda poi allo stesso modo per un certo numero di decrementi finché si ha una trama abbastanza fitta di righe di riferimento (**figura 35 QR**).

Per conoscere invece, le posizioni di frequenza, si deve ricorrere contemporaneamente ad un oscillatore ulteriore, solitamente a cristallo — e quindi a frequenza fissa prescelta e ben nota — che immette sulla curva il suo segnale, così che sulla stessa appare un'indicazione definita col nome di « pip ». Spesso si utilizzano anche le frequenze armoniche del cristallo e di conseguenza si manifestano altri « pip » egualmente intervallati in frequenza tra loro. Solitamente l'oscillatore dei « pip » è incorporato nello stesso generatore vobbulato.

Per far si che i « pip » non producano distorsioni della curva si rendono, secondo un altro sistema, i loro impulsi molto stretti; gli impulsi vengono inoltre usati per modulare in intensità la traccia del fascio elettronico con una conseguente estinzione del punto luminoso quando un « pip » (a volte detto anche « marker » ossia, marcatore) ha luogo. È quanto si può osservare in **figura 36 QR.** I punti neri dovuti alla interruzione della traccia possono essere resi molto stretti e possono costituire veramente dei marcatori di precisione che non distorcono in alcun modo la traccia.

Vi è infine un terzo modo per avere dei marcatori. Si basa sull'assorbimento al quale un circuito accordato da luogo allorché la sua risonanza viene a coincidere con quella d'uscita del generatore. È il principio dell'ondametro; con esso viene assorbita energia per la citata coincidenza e la traccia presenterà in quel punto (vedi figura 35 QR) un repentino abbassamento, ossia una specie di « pip » negativo. Se la curva ha i fianchi piuttosto ripidi ed il « pip » deve apparire su di essi si verificano difficoltà per la sua osservazione con questo tipo. Esso è detto passivo.

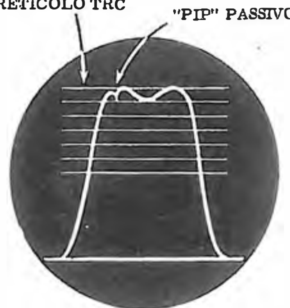


Fig. 35 QR - Se si è tracciata una serie di righe orizzontali su di una mascherina, a livelli noti, si possono valutare in dB le attenuazioni dei fianchi. La figura mostra anche come si presenti un « pip » passivo (ottenuto cioè, per assorbimento).

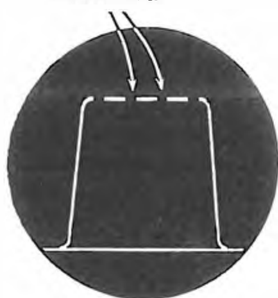


Fig. 36 QR - L'oscillatore apposito per i segnali marcatori può fornire impulsi molto stretti che, avviati a modulare d'intensità il fascio fanno sì che questo venga estinto nei punti corrispondenti alla loro frequenza.

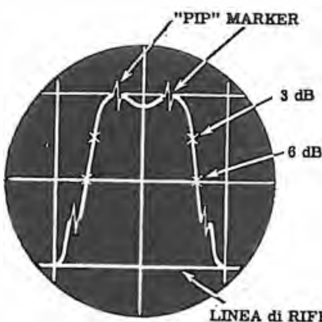


Fig. 37 QR - Con più segnali marcatori ed il reticolo calibrato si accerta rapidamente il guadagno, la simmetria dei fianchi, la giusta pendenza degli stessi. Qui i « pip » sono del tipo attivo: si riconoscono perché presenti al disopra e ai disotto della traccia.

La **figura 37 QR** mostra quattro segnali marcatori, del tipo attivo, sulla curva, e mostra anche una calibrazione che, facendo coincidere la prima riga del reticolo con 6dB ci permette sia di valutare la forma a 3 dB (metà reticolo) sia di sapere il grado di amplificazione totale (12 dB).

Nella messa a punto di un rivelatore per modulazione di frequenza si vede, in **figura 38 QR**, come possa essere di grandissima importanza disporre di due marcatori per controllare la giusta simmetria (discriminatore).

Quando l'allineamento si riferisce agli apparecchi che escono da una catena di montaggio ed è quindi caratterizzato da una quantità rilevante di esemplari, tutti con pari gamma di frequenze si ricorre alla disposizione di cui alla **figura 39 QR.**

Sullo schermo allora si manifesta la curva di risposta dell'apparecchio sotto taratura ed una curva campione ricavata da un apparecchio già allineato a dovere. L'allineamento deve condurre ad una buona sovrapposizione delle due curve in tutti i loro punti. È evidente che necessitano due rivelatori ed un oscilloscopio del tipo a doppia traccia.

Avendosi a disposizione una curva campione non è più necessario calibrare in ampiezza e frequenza la traccia in quanto sarà sufficiente che essa risulti ben sovrapposta alla prima. Il sistema evidentemente è assai valido in sede di fabbricazione in quanto consente un buon guadagno di tempo.

La tensione fornita dal generatore, di norma è disponibile su bassa impedenza: non è possibile perciò collegare l'uscita dello strumento direttamente ai capi di un circuito oscillante per radiofrequenza. In tal caso all'entrata verticale dell'oscilloscopio si ritroverebbe — indipendentemente dalla frequenza — la stessa tensione: non si avrebbe alcuna informazione sul circuito risonante da esaminare. Per evitare questa evenienza si ricorre all'artificio dell'applicazione del segnale al circuito oscillante mediante una resistenza elevata: l'assieme si comporta allora come un divisore di tensione.

Per poter osservare la curva vobbulata si richiede di norma, un demodulatore: se non si può impiegare quello stesso dell'apparecchio occorre provvedere con una sonda (« probe ») rivelatrice,

Le sonde

Descrivendo un Ricercatore di segnale (vedi pagina 12 qr e seguenti) abbiamo già illustrato, in dettaglio, un tipo di sonda rivelatrice per radiofrequenza.

L'oscilloscopio, anch'esso, viene impiegato frequentemente con l'ausilio di sonde; queste, assai simili tra loro nell'aspetto esterno, differisco-

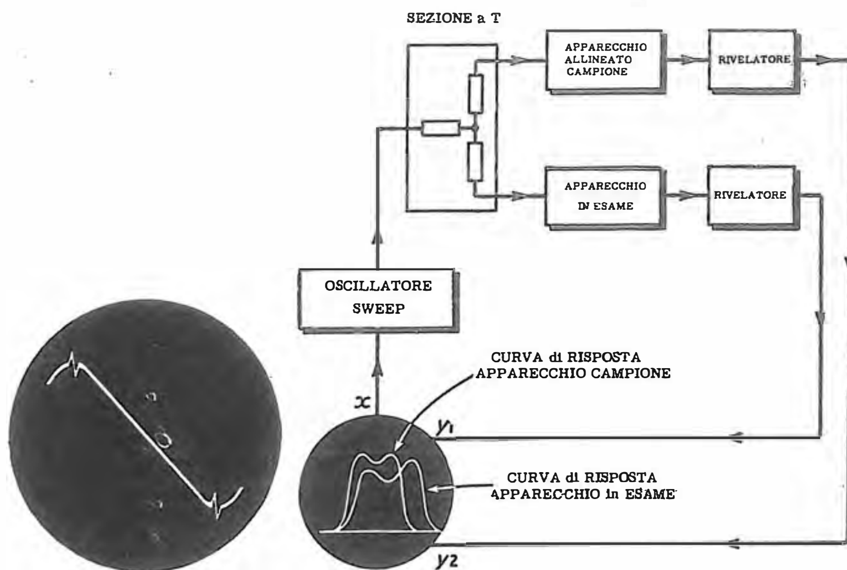


Fig. 38 QR - La simmetria della caratteristica curva ad S riproducente l'andamento della rivelazione di un discriminatore si può verificare sia con l'ausilio di un solo « pip » che in tal caso deve risultare ben al centro del tratto rettilineo, sia con due « pip » corrispondenti ai picchi arrotondati.

Fig. 39 QR - Allineamento di più apparecchi: è sufficiente in questo caso far apparire sullo schermo di un oscilloscopio a doppia traccia la curva campione proveniente da un esemplare tarato e far sì che la curva del ricevitore sotto esame coincida con detta.

no circuitalmente in relazione alle caratteristiche delle misure che l'operatore deve effettuare e delle caratteristiche del segnale in esame.

Nel caso più generale una sonda serve per aumentare l'impedenza d'ingresso e ridurre il valore della capacità aggiuntiva che viene a porsi, con la misura, in parallelo.

Il cavo che collega la sonda all'oscilloscopio è, ovviamente, del tipo coassiale ed ha una lunghezza limitata: non oltrepassa mai il metro. Ciò per contenere in ogni caso al minimo la capacità introdotta.

Un'altra funzione importante di alcuni tipi di sonda consiste nel modificare opportunamente e di proposito una o più caratteristiche del segnale in esame in modo da poter amplificare poi — e quindi osservare sullo schermo — quei segnali dei quali altrimenti non si potrebbe avere la rappresentazione oscillografica. È il caso, appunto, delle sonde rivelatrici: esse rettificano i segnali la cui frequenza è molto maggiore del limite superiore della gamma di risposta dell'amplificatore verticale. Così agendo si può amplificare e valutare quanto il livello della radiofrequenza rappresenta.

La sonda più semplice è quella costituita da un partitore di tensione, il quale è, come di solito, destinato ad operare una riduzione della tensione del segnale in esame se essa risulta di valore troppo alto; il valore in tal modo viene fatto rientrare entro il limite massimo che il circuito d'ingresso dell'oscilloscopio può ammettere

Il partitore può essere resistivo o capacitivo: naturalmente, un partitore costituito da condensatori può essere impiegato soltanto per i segnali alternati. Due pregi dei partitori del tipo capacitivo rispetto a quello resistivo sono: assorbimento di energia pressoché nullo e dissipazione termica anch'essa trascurabile. Un inconveniente è che sono in certo qual modo legati al campo della frequenza d'impiego.

Dai cenni sin qui esposti appare chiaro che le sonde possono essere classificate in due grandi categorie, vale a dire le **attive** (nel loro interno presentano dispositivi di amplificazione: vedi pagina 12 qr) e le **passive.**

Queste ultime sono alquanto semplici come si può osservare in **figura 40 QR** (sonda rivelatrice) ed in **figura 41 QR** (sonda con riduzione del carico e filtro).

Le prime, l'abbiamo visto, consentono sensibilità elevata e non caricano molto il circuito sotto esame; inoltre, adattano egregiamente il punto di prelievo all'impedenza d'entrata dell'oscilloscopio. Esse sono le più moderne: l'avvento dei semiconduttori ne ha enormemente semplificata la costruzione rendendole più maneggevoli (si pensi, per contro, alla precedente presenza di una valvola...) nonché più differenziabili nel progetto, sì da prevederle particolarmente idonee a determinati impieghi.

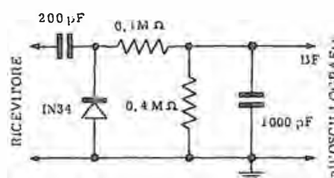


Fig. 40 QR - Schema di sonda rivelatrice, passiva. Il diodo demodulatore connesso in parallelo fornisce minor tensione rispetto ad altre soluzioni che lo vedono in serie; tuttavia offre il vantaggio di attenuare efficacemente qualsiasi ronzio di fondo.

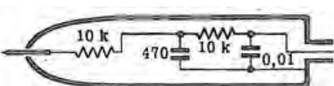


Fig. 41 QR - Altra sonda passiva. La resistenza collegata al puntale fa sì che il punto del circuito esaminato non venza caricato dalla capacità dell'oscilloscopio; l'altra resistenza forma con i condensatori un filtro contro segnali di perturbamento a frequenza alta.

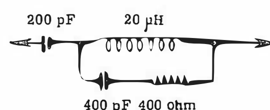


Fig. 42 QR - Questa è l'antenna fittizia standardizzata usata nei laboratori per le misure sui ricevitori: deve essere interposta tra generatore ed entrata dell'apparecchio sotto esame.

L'antenna fittizia

Tanto in sede di taratura quanto, a maggior ragione, di esame della sensibilità di un ricevitore, è opportuno fare in modo che il segnale a radiofrequenza proveniente dal Generatore sia immesso nel circuito d'entrata nelle stesse condizioni (di impedenza e di carico) che si avrebbero se si usasse l'antenna.

Per ottenere questa condizione si è pensato di simulare l'antenna con un assieme di componenti discreti (**figura 42 QR**) formanti un'impedenza composita che ha un valore minimo di 220 ohm (a circa 2 MHz). È questa **l'antenna fittizia** che si è convenuto standardizzare di modo che ovunque siano eseguite le misure si possano trovare valori di comparazione.

Inoltre, sempre per lo stesso motivo, la resistenza di uscita del Generatore deve essere, anch'essa, su di un valore standard, ossia su 75 ohm. Vi sono Generatori che per la loro tensione massima d'uscita del segnale presentano una resistenza più elevata di quella che hanno su tensioni basse: se ciò si verifica ne derivano evidentemente false comparazioni a meno che non venga attuata una compensazione mediante resistenza esterna.

Volendosi accontentare di risultati più modesti nella precisione si può collegare, non disponendo dell'antenna simulata, direttamente l'uscita del Generatore all'ingresso del ricevitore mediante un condensatore da 200 pF circa. In tutti i casi la massa del Generatore e quella del ricevitore vanno comunque unite con un conduttore, breve, altrimenti si eseguirebbero tarature e valutazioni imperfette.

Criteri costruttivi - Accessori

Quando ci si accinge al montaggio di un'apparecchiatura, se si vuole — come è logico — che a lavoro terminato tutto sia in ordine e funzionante, che non sussistano errori e che su quelli eventuali (o, sui guasti futuri) si possa intervenire con economia di tempo e materiale, occorre seguire alcune norme elementari di procedura.

Il tecnico — amatore o professionista — ha tutto da guadagnare da una impostazione corretta della sua azione; è senz'altro altamente raccomandabile che un tale modo di procedere divenga una sua istintiva abitudine.

Quanto sopra vale anche quando la costruzione si basa sulla realizzazione di scatole di montaggio (kit); a maggior ragione se ne avranno benefici se il montaggio sarà la traduzione di uno schema elettrico.

Vediamo questi suggerimenti.

Prima, utile operazione, può essere quella di un accurato inventario dei componenti. È anche l'occasione per una verifica generale della corrispondenza dei valori.

Si dia la precedenza — salvo indicazioni contrarie contenute nella descrizione che accompagna il kit — al collocamento e saldatura dei componenti piccoli.

Per i resistori due sempli astuzie: adottare un passo unico, di 15 mm (**figura 43 QR**) anche se vi sono tipi da 1/4 di watt cui potrebbero bastare 12,5 mm ed inserirli sempre con le strisce colorate in alto o a sinistra (**figura 44 QR**). Così facendo, in futuro, per una eventuale sostituzione si potranno utilizzare anche i modelli da 1/2 watt se non si disporrà del quarto di watt, e nei controlli o necessità di lettura dei valori si leggerà metodicamente dall'alto verso il basso nonché — come è logico — da sinistra verso destra senza tema degli equivoci sull'ordine dei colori che si verificano più di frequente di quanto si creda.

Per i condensatori suggeriamo (**figura 45 QR**) di foggiare ad arco i due conduttori e di porre la scritta del valore in alto, o comunque in posizione leggibile con facilità. Accade, a volte, che per intervenire col saldatore o con un puntale su di un componente vicino necessiti un piccolo spostamento di un grosso condensatore: se si è lasciata l'ansa di cui si è detto ciò si potrà fare altrimenti, o si deve estrarre il condensatore o si corre il rischio di danneggiarlo. Del vantaggio di poter leggere subito valore, tensione e polarità, inutile dire.

Sulle piastrine dei circuiti stampati sono previsti, a volte, dei ponticelli di collegamento posti dal lato dei componenti: si effettuano con normali spezzoni di conduttore (nudo o isolato). Anche lì, lasciando da un lato (quello maggiormente accessibile) un'ansa come si vede in **figura 46 QR** si ottiene un vantaggio: dovendo interrompere il collegamento (questi ponticelli molte volte sono previsti appunto per questo)

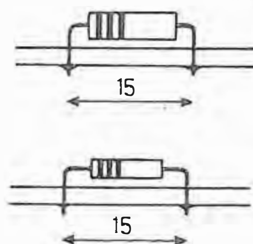


Fig. 43 QR - Per i resistori è bene provvedere sempre un passo tale che permetta l'impiego di tipi a diverso wattaggio senza difficoltà; inoltre è bene che non appoggino sulla basetta per meglio dissipare il calore. Si può interporre un cartoncino tra il corpo e la basetta, da togliere a saldatura terminata.

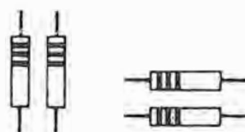


Fig. 44 QR - Se si prende l'abitudine di uniformare l'ordine di lettura dei colori si evitano difficoltà nelle identificazioni dei valori; ciò può valere anche per i condensatori recanti l'indicazione a codice.

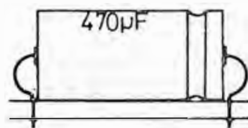


Fig. 45 QR - Le scritte siano sempre in alto, visibili. Ci si ricordi che può capitare che si renda necessario spostare un grosso condensatore: allo scopo, foggiare come da disegno i due conduttori.

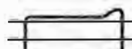


Fig. 46 QR - Questo ponticello di collegamento potrà essere dissaldato ed estratto molto più comodamente che se fosse teso tra i due fori, vale a dire senza l'occhiello.

per escludere parte del circuito, si potrà infilare la pinzetta nell'ansa per l'estrazione del capo durante la dissaldatura.

I gambi dei transistori devono protrarsi per almeno 5 mm sopra la basetta (**figura 47 QR**). Il far sì che questo componente risulti in perfetta verticale consente l'applicazione di un eventuale dissipatore di calore; i conduttori in vista al disopra della piastra molte volte permettono (con una certa cautela) di procedere al contatto con puntali di strumenti (tester, iniettore, ecc.) senza dover ribaltare l'apparecchio.

Si consiglia di non saldare uno dopo l'altro i tre gambi: meglio, per non immettere all'interno del transistore troppo calore, intervallare con saldature di altre parti del montaggio. Questa avvertenza è maggiormente valida per i circuiti integrati montati senza zoccolo.

Circa le saldature in genere non possiamo aggiungere nulla a ciò che il lettore già sa (o dovrebbe sapere); in fondo è un'operazione assai semplice per la quale basta curare la pulizia dei terminali, il riscaldamento contemporaneo dei due punti da saldare, l'applicazione del filo di stagno preparato su terminali riscaldati e punta del saldatore contemporaneamente. Preferire sempre la lega 60 + 40, vale a dire con 6 parti di stagno e 4 di piombo, con anime in colofonia; evitare l'impiego di « pasta salda ».

Tutti i resistori, e molti condensatori, si presentano con i conduttori assiali, cioè a dire in prolungamento da un lato e dall'altro del cilindro. Per poterli porre in opera bisogna piegare questi terminali di modo che, dopo, si abbia una configurazione radiale qual'è quella che abbiamo già visto in figura 43 QR. Si può costruire, economicamente, un attrezzo (**figura 48 QR**) mediante il quale i due conduttori ricevono la dovuta piegatura (90°) con simmetria rispetto al corpo centrale del componente.

Si vede subito, in figura, che si tratta di una semplice molletta per panni.

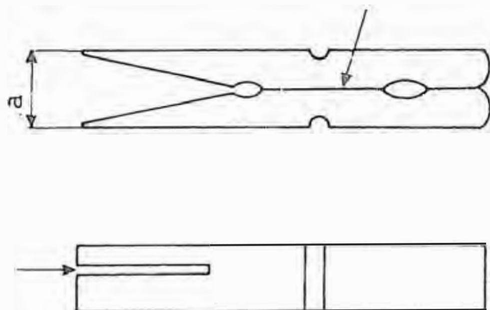
Si incollano le due parti nella zona indicata dalla freccia e si pratica un taglio sui due gambi divaricati; il taglio può essere eseguito con seghetto da traforo o con un seghetto per metallo. Introducendo il componente lo si spinge sino a che i suoi due lati vengono a contatto con le pareti interne (quelle a V): i due conduttori assiali che sporgono da un lato e dall'altro della molletta saranno allora piegati, radenti le fiancate esterne, il che è come dire ad angolo retto. Si potrà estrarre qualsiasi componente introdotto, con i gambi distanziati sempre di 15 mm (o altra misura se si è voluta una quota diversa costruendo l'attrezzo) sia esso a corpo grande che a corpo piccolo.

Il ricupero di un componente da una vecchia piastra o comunque l'estrazione da un montaggio sperimentale per una sostituzione di valore si presenta con una certa frequenza. In questi casi si apprezza senza dubbio un accorgimento

che si è avuto cura di applicare in previsione: non conferire ai conduttori saldati sulle piazzole del rame alcuna piega. Si può estrarre il pezzo e da un lato e dall'altro semplicemente fondendo lo stagno e tirando: non è così semplice se i gambi sono stati piegati.

Certo, la piega viene conferita per far stare al suo posto il componente allorché si rivolta la piastrina per la saldatura; senza piega il resistore, o altro, si sfila, e fuoriesce. Suggeriamo allora di piegare, anche di molto, uno solo dei gambi: mantenendo teso quell'altro mediante le pinze, lo si salderà al rame. Si raddrizzerà il secondo e lo si salderà.

Un'altra semplice regola che ciascuno si può imporre consiste nello scegliere gli eventuali conduttori flessibili che il montaggio richiede, sempre con lo stesso colore, prescelto una volta per sempre in relazione al tipo di segnale o polarità o tensione che il filo ha il compito di trasferire. Del resto un codice dei colori per questi casi una volta era abbastanza seguito. Se, ad esempio, si stabilisce di adottare il colore rosso per i conduttori recanti la tensione positiva massima, il colore arancione per un altro valore di tensione, il nero per tensioni negative, il verde per la massa, il giallo per l'alternata, e così via, in presenza di un montaggio eseguito anche lungo tempo prima ci si potrà orientare con sicurezza nell'individuazione dei fili e nella predisposizione degli strumenti per le relative misure.



La presenza sempre crescente degli integrati ha portato all'approntamento di appositi attrezzi: uno di questi è quello visibile in **figura 49 QR**. Esso ovvia alla difficoltà che si incontra nell'inserire sullo zoccolo un circuito integrato: i piedini non sono rigidi e spesso non sono allineati, tanto che può verificarsi che qualcuno si pieghi anziché introdursi nel suo vano allorché si esercita la pressione necessaria. Con questo dispositivo, così come mostra l'illustrazione il componente viene guidato in modo esatto e successivamente spinto in sede. Vi sono attrezzi analoghi per consentire letture su tutti i piedini di un integrato in funzione.

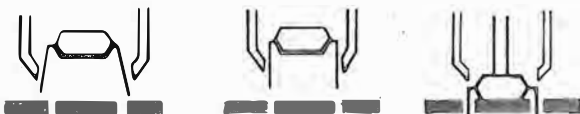


TABELLA 1 - Per il collegamento tra microfono, registratore, grammofono e apparecchio il sistema di posizionamento dei conduttori segue ora le norme relative agli attacchi DIN 41.524. Abbiamo evidenziato, nelle prese, la posizione della massa che, come si vede, è sempre quella di centro, in basso, relativa al numero 2.

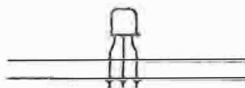


Fig. 47 QR - Collocando i transistori in questa posizione, con un breve tratto di gambo al di sopra della basetta si ha la possibilità di accostare il puntale del « tester » o di altri strumenti (sonde) per eventuali letture.

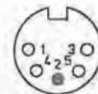
Fig. 48 QR - Una semplice molletta per panni può diventare un attrezzo per la piegatura dei terminali. Incollare dove indica la freccia (sopra) e tagliare come indicato dall'altra freccia. La misura « a » sarà scelta in funzione delle necessità più ricorrenti in maniera da pervenire, ad esempio, ai 15 mm dopo la piega.



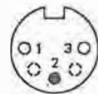
Fig. 49 QR - L'inserzione dei circuiti integrati sui loro zoccoli è molto facilitata da attrezzi come questo. Vi sono modelli economici per detta operazione unicamente. Il tipo illustrato consente anche l'estrazione ed essendo in metallo evita la presenza di cariche elettrostatiche che possono danneggiare gli integrati MOS.

PRESE: lato saldature

ATTACCHI PER MICROFONO

Stereo asimmetrico	Stereo simmetrico
	
1 = entrata 2 = massa 3 = vuoto 4 = entrata 5 = vuoto	1 = entrata canale S. 2 = massa 3 = entrata canale S. 4 = entrata canale D. 5 = entrata canale D.

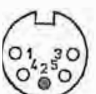
ATTACCHI PER SEGNALE RADIO

Monofonia	Stereofonia
	
1 = entrata 2 = massa 3 = ritorno	1 = entrata canale S. 2 = massa 3 = ritorno canale S. 4 = entrata canale D. 5 = ritorno canale D.

ATTACCHI PER GRAMMOFONO

Monofonia/stereo	Stereofonia
	
(vecchio tipo) 1 = canale Destro 2 = massa 3 = canale Sinistro o Monofonico	1 = vuoto 2 = massa 3 = canale Sinistro 4 = vuoto 5 = canale Destro

ATTACCHI PER NASTRO/DISCO

Monofonia	Monofonia
	
(vecchio tipo) 1 = entrata nastro 2 = massa 3 = ritorno nastro/disco	1 = entrata nastro 2 = massa 3 = ritorno nastro/disco 4 = vuoto 5 = col 3 segnali stereo (2 canali in parallelo)

ATTACCHI PER NASTRO STEREO



1 = entrata mono, o stereo S.
2 = massa
3 = ritorno mono o stereo S.
4 = entrata stereo, canale D.
5 = ritorno stereo, canale D.

ATTACCO UNIVERSALE A 7



1 = entrata
2 = massa
3 = ritorno
4 = vuoto, o con 1
5 = collegato a 3
6 = avvio/stop comando a distanza
7 = idem

ATTACCO UNIVERSALE A 8



1 = entrata
2 = massa
3 = ritorno
4 = vuoto, o con 1
5 = collegato a 3
6 = avvio/stop comando a distanza
7 = idem
8 = tensione per microf. a elettreta

Unità di misura e simboli sono spesso scritti con grafie non esatte. Può essere utile sapere che:

Si deve scrivere		Non si deve scrivere
mm	(millimetri)	m/m o mm.
m	(metri)	mt, o m. o ml
cm², ecc.	(centimetri quadrati)	cmq, ecc.
m², ecc.	(metri quadrati)	mc, ecc.
26 °C	(centigradi)	20° oppure 20° C
g	(grammi)	gr
s	(secondi)	sec
m/s	(metri al secondo)	m/sec
kW	(chilowatt)	Kw oppure kw
kWh	(chilowattore)	KwH oppure Kwh

Il simbolo delle unità di misura va scritto dopo il valore numerico al quale si riferisce e una sola volta quando i valori numerici della stessa grandezza siano più di uno. Il simbolo non va mai seguito da punto come molto frequentementemente si vede. Si scrive quindi:

da 60 a 78 m **e non** da 60 m a 78 m.

Le frequenze vanno indicate in Hz, non in « periodi » o in per/sec. e simili. Il prefisso k (= mille) deve essere minuscolo, quindi kg (chilogramm) e non Kg, ecc.

Le denominazioni delle unità di misura si scrivono con la iniziale minuscola.

Tutti i nomi sono indeclinabili, ad eccezione di secondo, metro, grammo; ciò vuol dire che si scriverà volt, ampère, ohm, ecc, tanto al singolare che al plurale (e non volts, ampères, ohms, l'aggiunta della « s » essendo caratteristica di lingue straniere).

Le lettere che indicano le unità di misura sono impiegate minuscole per indicare valori istantanei di grandezze che variano col tempo; si usano invece maiuscole per indicare valori costanti nel tempo (tensioni continue, correnti continue, valori efficaci di grandezze alternative).

★ ★ ★

Alle lettere maiuscole e minuscole dell'alfabeto greco si attribuiscono simbolicamente significati nei calcoli e nelle formule. Alcune delle grandezze elencate in tabella (come la lunghezza d'onda, la resistenza, il flusso magnetico, ecc.) ci sono già note nei riferimenti alla lettera che le identifica (λ, Ω, Φ rispettivamente); riportando le altre intendiamo offrire un quadro completo che permette di chiarire il riferimento nei casi incerti, o addirittura di ignoranza dell'indicazione. Si noti che in alcuni casi vi è differenza di significato a seconda che la stessa lettera sia maiuscola o minuscola.

TABELLA 2 - SIGNIFICATO SIMBOLICO delle LETTERE dell'ALFABETO GRECO

Nome	Maiuscola	Minuscola	Significato
alfa	Α	α	Angoli, coefficienti, superficie, fattore di assorbimento, costante di attenuazione, guadagno in corrente del transistore (con base a massa).
beta	Β	β	Coefficienti, costante di fase, angoli, guadagno in corrente del transistore con emettitore a massa.
gamma	Γ	γ	Quantità specifiche, angoli, conduttività elettrica, costante complessa di propagazione (M), gravità.
delta	Δ	δ	Variazione di grandezza (aumento o diminuzione: esemp. δF = deviazione di frequenza), densità, angoli, determinante (M), densità di corrente, permittività (M).
epsilon	Ε	ε	Costante dielettrica, permittività, intensità elettrica, coordinate, coefficienti.
zeta	Ζ	ζ	Coordinate, coefficienti.
eta	Η	η	Impedenza intrinseca, rendimento, densità di carica di superficie, isteresi, coordinate.
theta	Θ	ϑ	Angolo di sfasamento, costante di tempo, riluttanza, angoli, temperatura.
iota	Ι	ι	Vettori (grandezze vettoriali).
cappa	Κ	κ	Suscettibilità, coefficiente di accoppiamento (M), coefficienti, costanti.
lambda	Λ	λ	Lunghezza d'onda, permeanza (M), costante di attenuazione.
mu	Μ	μ	Prefisso « micro» (= 1/1 000 000), permeabilità magnetica, fattore di amplificazione di una valvola.
nu	Ν	ν	Riluttanza specifica, frequenza.
xi	Ξ	ξ	Coordinate orizzontali.
omicron	Ο	ο	—
pi	Π	π	Rapporto tra circonferenza e diametro di un cerchio (3,14), angoli, costante.
ro	Ρ	ρ	Resistività, densità di carica di volume, coordinate, coefficiente di riflessione.
sigma	Σ	σ	Densità di carica di superficie, costante di propagazione, coefficiente di dispersione della conduttività elettrica, segno di « sommatoria » (M).
tau	Τ	τ	Costante di tempo, resistività di volume, sfasamento, fattore di trasmissione, densità.
ipsilon	Υ	υ	—
fi	Φ	φ	Flusso magnetico (intensità), angoli, potenziale scalare (M), fattore di potenza, differenza di fase, sfasamento.
chi	Χ	χ	Suscettibilità elettrica, angoli.
psi	Ψ	ψ	Flusso dielettrico, differenza di fase, coordinate, angoli.
omega	Ω	ω	Velocità angolare, pulsazione (= 2 πf), resistenza, impedenza e reattanza in ohm (M), angoli solidi (M).
			La lettera (M) indica che in quel caso particolare la lettera è maiuscola.

TABELLA 3 - SIMBOLI MATEMATICI COMUNI

Nelle espressioni di calcolo matematico si incontrano di sovente dei simboli al cui impiego il lettore può non essere abituato: la tabella qui a lato serve perciò per chiarire eventuali incertezze in quanto elenca in corrispondenza dei principali simboli il relativo significato.

Simbolo	Significato
=	Uguaglianza tra due o più grandezze
≠	Diseguaglianza tra due o più grandezze
>	Diseguaglianza tra due grandezze, di cui la prima è maggiore della seconda
<	Diseguaglianza tra due grandezze di cui la prima è minore della seconda
≅	Approssimativamente eguale a...
≡	Eguaglianza supposta tra due grandezze
~	Valore approssimativo (circa)
||	Parallelismo
⊥	Perpendicolarità
÷	Valore compreso tra... e (da... a)
∞	Grandezza infinita
%	Per cento
‰	Per mille
Appross.	Valore approssimato
max.	Massimo
min.	Minimo
Δ	Variazione di una quantità (in più o in meno)
±	Più o meno
∓	Meno o più
≠	Non eguale a
≫	Molto maggiore di
≪	Molto minore di
⋚	Minore eguale o maggiore di
≶	Minore o maggiore di
≥	Maggiore o eguale a
≤	Minore o eguale a
≢	Non identico
∧	Prodotto vettoriale
×	Prodotto scalare
∅	Diametro
::	Proporzionale
∺	Progressione geometrica
/	Diviso per, fratto
∫	Integrale
∫∫	Integrale doppio
>	Angolo

TABELLA 4 - CONFRONTO TRA DECIBEL/microVOLT E TENSIONE

Questa tabella di confronto agevola in particolar modo gli installatori di antenne che di fronte al problema di un impianto centralizzato debbono in primo luogo sapere se i livelli di segnale sono sufficienti o meno.

Le tensioni in giuoco nel caso di antenne (tensioni di segnale) sono ben inferiori al livello del volt; si impiegano perciò i suoi sottomultipli come il millivolt ed il microvolt (1 mV = 0,001 V e 1 μV = 0,000 001 V).

Nella quasi totalità dei casi essendo quella di 1 μV una tensione sotto alla quale non si scende mai, si è scelto tale valore come livello di partenza al quale riferirsi nei calcoli e nei paragoni.

I calcoli di guadagni o attenuazioni (amplificatori e cavi) sono agevolati e più rapidi se si possono fare solo somme o sottrazioni; ciò è possibile: basta considerare solo i rapporti di tensione, esprimibili facilmente in decibel (dB) in quanto — riferendosi tutto al valore di impedenza standard usato (60 ÷ 70 ohm) si ha in effetti una misura di potenza. Dalle considerazioni di cui sopra nasce il valore decibel-microvolt e, stabilito che 0 dB/μV corrispondono ad 1 μV, avremo per 5 dB/μV una tensione di 1,78 μV, per 20 dB/μV una tensione di 10 μV, per 120 dB/μV la tensione di 1V e così via, come da tabella. I misuratori di campo danno direttamente le indicazioni in dB/μV.

dBμV	Tensione
0	1,00μV
1	1,12μV
2	1,26μV
3	1,41μV
4	1,59μV
5	1,78μV
6	2,00μV
7	2,24μV
8	2,51μV
9	2,82μV
10	3,16μV
11	3,55μV
12	3,98μV
13	4,47μV
14	5,01μV
15	5,62μV
16	6,31μV
17	7,08μV
18	7,94μV
19	8,91μV
20	10,0μV
21	11,2μV
22	12,6μV
23	14,1μV
24	15,9μV
25	17,8μV
26	20,0μV
27	22,4μV
28	25,1μV
29	28,2μV
30	31,6μV
31	35,5μV
32	40,0μV
33	44,7μV
34	50,1μV
35	56,2μV
36	63,1μV
37	70,8μV
38	79,4μV
39	89,1μV
40	100μV
41	112μV
42	126μV
43	141μV
44	159μV
45	178μV
46	200μV
47	224μV
48	251μV
49	282μV
50	316μV
51	355μV
52	400μV
53	447μV
54	501μV
55	562μV
56	631μV
57	708μV
58	794μV
59	891μV

dBμV	Tensione
60	1,00mV
61	1,12mV
62	1,26mV
63	1,41mV
64	1,59mV
65	1,78mV
66	2,00mV
67	2,24mV
68	2,51mV
69	2,82mV
70	3,16mV
71	3,55mV
72	4,00mV
73	4,47mV
74	5,01mV
75	5,62mV
76	6,31mV
77	7,08mV
78	7,94mV
79	6,91mV
80	10,0mV
81	11,2mV
82	12,6mV
83	14,1mV
84	15,9mV
85	17,8mV
86	20,0mV
87	22,4mV
88	25,1mV
89	28,2mV
90	31,6mV
91	35,5mV
92	40,0mV
93	44,7mV
94	50,1mV
95	56,2mV
96	63,1mV
97	70,8mV
98	79,4mV
99	89,1mV
100	100mV
101	112mV
102	126mV
103	141mV
104	159mV
105	178mV
106	200mV
107	224mV
108	251mV
109	282mV
110	316mV
111	355mV
112	400mV
113	447mV
114	501mV
115	562mV
116	631mV
117	708mV
118	794mV
119	891mV
120	1,00V
121	1,12V
122	1,26V
123	1,41V
124	1,59V
125	1,78V
126	2,00V
127	2,24V
128	2,51V
129	2,82V

Valore	Prefisso	Simbolo	Denominazione
10^{18} = 1 000 000 000 000 000 000	exa	E	trilione
10^{15} = 1 000 000 000 000 000	peta	P	biliardo
10^{12} = 1 000 000 000 000	tera	T	bilione
10^{9} = 1 000 000 000	giga	G	miliardo
10^{6} = 1 000 000	mega	M	milione
10^{3} = 1 000	kilo	k	migliaia
10^{2} = 100	etto	h	centinaia
10^{1} = 10	deca	da	decine
10^{-1} = 0,1	deci	d	decimo
10^{-2} = 0,01	centi	c	centesimo
10^{-3} = 0,001	milli	m	millesimo
10^{-6} = 0,000 001	micro	µ	milionesimo
10^{-9} = 0,000 000 001	nano	n	miliardesimo
10^{-12} = 0,000 000 000 001	pico	p	bilionesimo
10^{-15} = 0,000 000 000 000 001	femto	f	biliardesimo
10^{-18} = 0,000 000 000 000 000 001	atto	a	trilionesimo

TABELLA 5 - MULTIPLI E SOTTOMULTIPLI

In ogni sistema di misura non basta disporre di una sola unità per esprimere qualsiasi ammontare: mentre si usa, ad esempio, il centimetro per piccole lunghezze, si usa il millimetro per lunghezze inferiori ed il chilometro per lunghezze molto maggiori. Analogamente avviene nel nostro settore ove, come il lettore già sa, oltre alle unità di base stabilite sono di uso corrente i sottomultipli ed i multipli.

La tabella riporta appunto il valore dei multipli e dei sottomultipli rispetto all'unità (in qualsiasi campo essa sia), il prefisso che li definisce, il relativo simbolo che segue le cifre e la denominazione d'uso corrente.





TABELLA 6 - COSTANTI MATEMATICHE DI USO COMUNE

Questa tabella ha scopo emittente di praticità, nel senso che permette un risparmio di tempo a chi si trova di fronte a espressioni di calcolo da risolvere. Se in esse figura una costante matematica — sia in forma isolata che sotto forma frazionaria, radicale, o di potenza — si potrà, con l'aiuto della tabella, appunto, trovare il valore corrispondente e sostituirlo direttamente nel calcolo.

Così, ad esempio, in una formula in cui figurasse il fattore **log** π, esso potrà essere immediatamente sostituito col valore numerico 0,4971 senza dover ricorrere alle tavole logaritmiche.

Simbolo matematico	Valore numerico	Simbolo matematico	Valore numerico	Simbolo matematico	Valore numerico	Simbolo matematico	Valore numerico	Simbolo matematico	Valore numerico
$\sqrt{2}$ =	1,4142	e^2 =	7,3891	$\frac{\pi}{4}$ =	0,7854	$\frac{1}{2\pi}$ =	0,1592	$\sqrt{2}\,\pi$ =	4,4427
$\frac{1}{\sqrt{2}}$ =	0,7071	$\frac{1}{e^2}$ =	0,1353	2π =	6,2832	$(\frac{1}{2\pi})^2$ =	0,0253	$\sqrt{2\pi}$ =	2,5066
$\sqrt{3}$ =	1,7321	log e =	0,4343	3π =	9,4247	$\frac{1}{\sqrt{\pi}}$ =	0,5642	$\frac{\sqrt{\pi}}{2}$ =	0,8862
$\frac{1}{\sqrt{3}}$ =	0,5773	g =	9,81	4π =	12,5664	$\frac{1}{\pi^2}$ =	0,1013	$\sqrt{\frac{\pi}{2}}$ =	1,2533
$\sqrt{10}$ =	3,1623	$\frac{1}{g}$ =	0,1019	$2\pi \times 50$ =	314,16	$\frac{1}{\pi^3}$ =	0,0323	$\frac{\pi}{\sqrt{2}}$ =	2,2214
$\frac{1}{\sqrt{10}}$ =	0,3162	$\sqrt{g}$ =	3,1321	π^2 =	9,8696	$\frac{2}{\pi}$ =	0,6366	log π =	0,4971
log 10 =	2,3026	g^2 =	96,2361	$4\pi^2$ =	39,4784	$\sqrt{\pi}$ =	1,7725	log $\frac{\pi}{2}$ =	0,1961
e =	2,7182	π =	3,14159	$(2\pi)^2$ =	39,4784			log $\sqrt{\pi}$ =	0,2486
$\frac{1}{e}$ =	0,3679	$\frac{\pi}{2}$ =	1,5708	π^3 =	31,0063			log π^2 =	0,9943
		$\frac{\pi}{3}$ =	1,0472	$\frac{\pi^3}{4}$ =	7,751				
				$\frac{1}{\pi}$ =	0,3183				

TABELLA 7 - VALORI DI RESISTORI UNIFICATI SECONDO LE NORME IEC

I valori resistivi che un progetto prevede possono, in linea di principio, usufruire di una maggiore o minore tolleranza nel senso che il valore reale (quello d'impiego) può differire in più o in meno rispetto al volore teorico senza che ciò comprometta il buon funzionamento.

La percentuale di differenziazione consentita dipende soprattutto dalla funzione che la resistenza deve svolgere o, per meglio dire, dal come viene utilizzata in circuito. Se la resistenza — ad esempio — contribuisce, in un circuito oscillante, alla determinazione di una frequenza stabilita, non è certo possibile discostarsi molto dal valore che i calcoli hanno determinato; per contro, una resistenza di caduta, di scarica o di fuga può anche differire (non sempre, però) anche di un 20 per cento.

Unica giustificazione all'impiego di resistori con alta percentuale di tolleranza sul valore è il loro minor costo: l'economia può assumere importanza solo se i quantitativi necessari sono ingenti. Per questo fatto, a meno che non si tratti di produzione in grande serie, è più che opportuno — in particolare per una realizzazione singola — adottare resistori con tolleranze basse (massimo = 10% e, a preferenza, 5%).

I fabbricanti di resistori mettono a disposizione serie diverse, preordinate in relazione alla percentuale di tolleranza. Si comprende che se quest'ultima è del 20% (**Serie E 6**) un resistore classificato (col noto codice dei colori) 15 ohm può avere un valore effettivo da 12 a 18 ohm (15-3 e 15 + 3). Se ci si vuole avvicinare di più ai 15 ohm si sceglierà, ad esempio, un esemplare della **Serie E 24:** in questa serie, come si vede, vi sono già esemplari per 13 e per 16 ohm, valori non previsti nella Serie E 6. Così proseguendo, nella **Serie E 48** si avranno a disposizione i valori di 14 e 15,4 mentre nella **Serie E 96** ci si avvicinerà ulteriormente con 14,3 e 15 ohm.

SERIE

E 6	E 12	E 24	E 48	E 96
Tolleranza				
± 20%	± 10%	± 5%	± 2%	± 1-0,5%
10	10	10	10,0	10,0
				10,2
			10,5	10,5
				10,7
		11	11,0	11,0
				11,3
			11,5	11,5
				11,8
	12	12	12,1	12,1
				12,4
			12,7	12,7
				13,0
		13	13,3	13,3
				13,7
			14,0	14,0
				14,3
15	15	15	14,7	14,7
				15,0
			15,4	15,4
				15,8
		16	16,2	16,2
				16,5
			16,9	16,9
				17,4
	18	18	17,8	17,8
				18,2
			18,7	18,7
				19,1
		20	19,6	19,6
				20,0
			20,5	20,5
				21,0
22	22	22	21,5	21,5
				22,1
			22,6	22,6
				23,2
		24	23,7	23,7
				24,3
			24,9	24,9
				25,5
	27	27	26,1	26,1
				26,7
			27,4	27,4
				28,0
		30	28,7	28,7
				29,4
			30,1	30,1
				30,9

E 6	E 12	E 24	E 48	E 96
Tolleranza				
± 20%	± 10%	± 5%	± 2%	± 1-0,5%
33	33	33	31,6	31,6
				32,4
			33,2	33,2
				34,0
		36	34,8	34,8
				35,7
			36,5	36,5
				37,4
	39	39	38,3	38,3
				39,2
			40,2	40,2
				41,2
		43	42,2	42,2
				43,2
			44,2	44,2
				45,3
47	47	47	46,4	46,4
				47,5
			48,7	48,7
				49,9
		51	51,1	51,1
				52,3
			53,6	53,6
				54,9
	56	56	56,2	56,2
				57,6
			59,0	59,0
				60,4
		62	61,9	61,9
				63,4
			64,9	64,9
				66,5
68	68	68	68,1	68,1
				69,8
			71,5	71,5
				73,2
		75	75,0	75,0
				76,8
			78,7	78,7
				80,6
	82	82	82,5	82,5
				84,5
			86,6	86,6
				88,7
		91	90,9	90,9
				93,1
			95,3	95,3
				97,6

Se non si dispone di un resistore di un determinato valore ohmico si possono sempre combinare due (o più) elementi singoli per formare il valore voluto.

Collegando due (o più) resistori in serie non vi sono incertezze: il valore ottenuto è pari alla somma dei valori singoli impiegati.

Si può risolvere lo stesso problema collegando resistori in parallelo: se essi sono due — e di eguale valore — si sa immediatamente che la resistenza sarà pari a metà del valore impiegato. Se, invece, i valori sono diversi, ci è noto che il valore finale è dato da:

$$\frac{1}{\frac{1}{R1} + \frac{1}{R2} + \frac{1}{R3} + \ldots}$$

Per agevolare coloro che desiderano pervenire più rapidamente al risultato pubblichiamo un grafico ed una tabella.

L'uso del primo (vedi pagina a fianco) è il seguente: noti i valori delle resistenze (chiameremo queste ultime **R1 ed R2**), si individuano i punti corrispondenti al loro valore, per un valore su di una scala e per l'altro valore sull'altra scala: la scelta delle scale (verticale o orizzontale) è indifferente. Nell'esempio, supposto R1 pari a 2500 ohm ed R2 pari a 6000 ohm si è posta la prima sull'asse orizzontale e l'altra sul vertice, ma si sarebbe potuto agire anche al contrario.

Si noti che le scale recano una numerazione da 0 a 1000 (ohm) che può essere moltiplicata o divisa — per entrambe, ben inteso — per un sottomultiplo o per un multiplo di 10 a seconda dei valori di partenza. Nell'esempio, infatti abbiamo considerato il 200 pari a 2000 ed il 600 pari a 6000.

Uniti i punti reperiti con una linea immaginaria (si impieghi un righello) si individuerà un terzo punto corrispondente all'incrocio della linea immaginaria citata (nell'esempio, tratteggiata) con **la retta inclinata a 45°** (tratto pieno). Dal punto di incrocio si abbassa allora (con l'aiuto del righello) una perpendicolare (vedi tratteggiata) sino all'incontro con l'asse orizzontale: lì leggeremo il valore finale. Nell'esempio esso è di circa 1800, assai vicino perciò a quello di 1765 che si ricaverebbe dalla formula.

L'uso della tabella è altrettanto interessante.

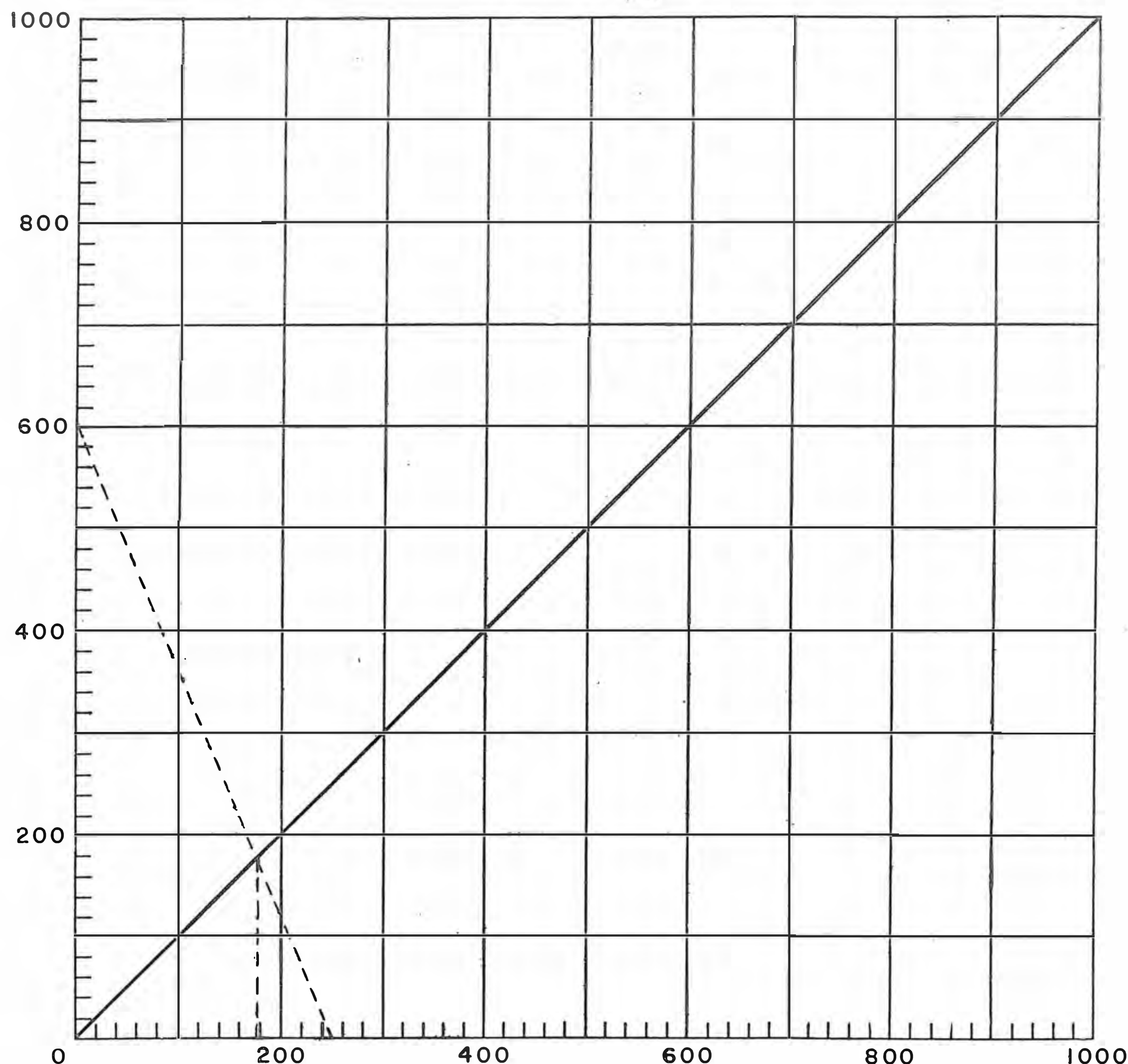
Si divide il valore maggiore per il minore; per restare nello stesso esempio, 6000 : 2500. Il quoziente (nel nostro caso pari a 2,4) individuato nella colonna « **Rapporto R2 : R1** » vede, a fianco, nell'altra colonna il coefficiente 0,706. Moltiplicando tale coefficiente per il valore di R1 (il valore più basso) si ha il valore risultante che nel nostro caso è, a conferma, 0,706 × 2500 = 1765.

Quando le resistenze sono più di due si procede come si è detto con due di esse e, ottenuto il valore lo si considera come quello di una resistenza singola nei confronti della resistenza non ancora considerata, e così via se le resistenze sono più di tre. Ciò vale tanto per il grafico quanto per la tabella.

TABELLA 8 - CALCOLO RAPIDO DEL VALORE DI RESISTENZE IN PARALLELO

Rapporto $R_2 : R_1$	Moltiplicare R_1 per	Rapporto $R_2 : R_1$	Moltiplicare R_1 per
1,00	0,500	4,10	0,805
1,05	0,512	4,20	0,808
1,10	0,524	4,30	0,811
1,15	0,535	4,40	0,815
1,20	0,545	4,50	0,819
1,25	0,556	4,60	0,821
1,30	0,565	4,70	0,825
1,35	0,575	4,80	0,828
1,40	0,583	4,90	0,830
1,45	0,592	5,00	0,833
1,50	0,600	5,25	0,840
1,55	0,608	5,50	0,846
1,60	0,615	5,75	0,852
1,65	0,623	6,00	0,857
1,70	0,630	6,25	0,862
1,75	0,636	6,50	0,867
1,80	0,643	6,75	0,871
1,85	0,650	7,00	0,875
1,90	0,655	7,25	0,880
1,95	0,662	7,50	0,882
2,00	0,667	7,75	0,885
2,05	0,670	8,00	0,888
2,10	0,677	8,25	0,893
2,15	0,682	8,50	0,895
2,20	0,687	8,75	0,898
2,25	0,692	9,00	0,900
2,30	0,697	9,25	0,903
2,35	0,701	9,50	0,905
2,40	0,706	9,75	0,908
2,45	0,710	10,00	0,909
2,50	0,714	10,50	0,913
2,55	0,719	11,00	0,917
2,60	0,722	11,50	0,920
2,65	0,725	12,00	0,923
2,70	0,730	12,50	0,926
2,75	0,732	13,00	0,929
2,80	0,737	13,50	0,932
2,85	0,740	14,00	0,933
2,90	0,743	14,50	0,935
2,95	0,748	15,00	0,937
3,00	0,750	16,00	0,941
3,10	0,755	17,00	0,945
3,20	0,762	18,00	0,948
3,30	0,767	19,00	0,950
3,40	0,772	20,00	0,952
3,50	0,778	21,00	0,955
3,60	0,782	22,00	0,957
3,70	0,786	23,00	0,959
3,80	0,791	24,00	0,960
3,90	0,796	25,00	0,961
4,00	0,800	30,00	0,967

CALCOLO RAPIDO DEL VALORE DI RESISTENZE IN PARALLELO - GRAFICO



LE TABELLE 9 e 10

Sulla pagina che segue abbiamo riportato il valore esatto di frequenza (il termine musicale è « altezza ») delle note di tre scale musicali (ottave), ivi comprese le note « diesis » (tasti neri, sul pianoforte); il valore di queste ultime si può sempre conoscere moltiplicando la frequenza del tasto bianco più vicino (di sinistra) per 1,059. Il **do'** (centrale), come si vede ha la frequenza di 261,6 Hz, mentre sulla stessa scala si trova il **la'** che è stato scelto come fondamentale (nota di accordo): la frequenza è di 440 Hz.

In molti Paesi le note sono indicate da lettere dell'alfabeto secondo questa sequenza: C, D, E, F, G, A, B corrispondente a do, re, mi, ecc. Perciò il **la'** di accordo è spesso chiamato **A**.

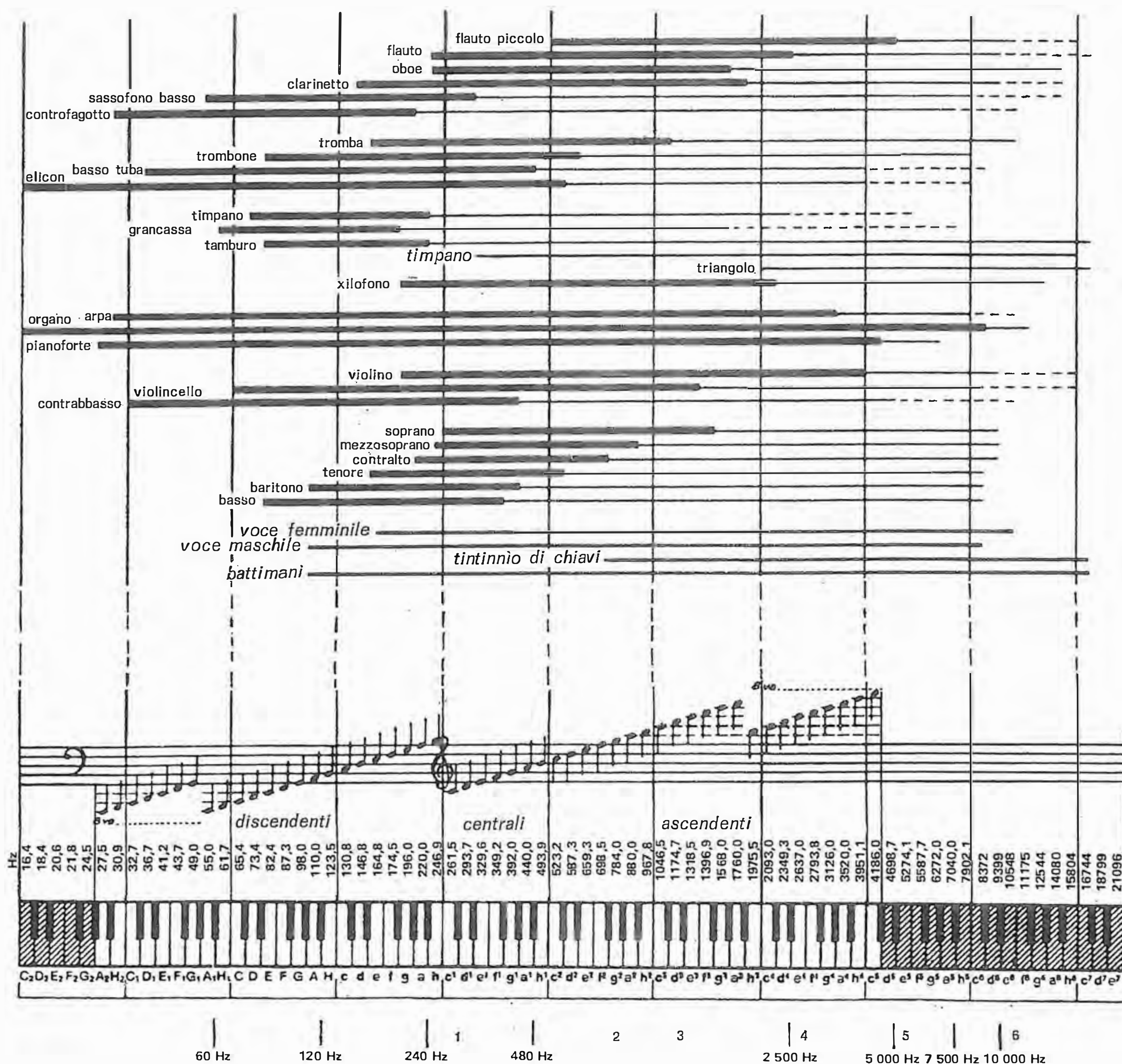
Circa il rapporto tra le frequenze è interessante rilevare che esso è di 1 a 2 per ottava per cui, come si vede nella tabella, al **la** naturale (220 Hz) corrisponde il **LA** minore (110 Hz) e il **la'** maggiore (440 Hz). Inoltre, si noti, la scala naturale presenta tra le note un rapporto logaritmico: vi è lo stesso rapporto tra due toni di quello che esiste tra due tensioni per 1 dB. Così, ad esempio, il LA (110 Hz) moltiplicato per 1,122 (rapporto di tensione per 1 dB; si veda tabella a pag. 31 f) da 123,42 che è la frequenza del SI.

Un semitono corrisponde a mezzo dB. I tratti sottile che segnano quelli in neretto, in tabella 10, indicano frequenze armoniche; i rapporti frazionari possono risultare corretti, in sede di accordatura, da un giudizio musicale.

TABELLA 9 - FREQUENZE DI NOTE MUSICALI (scala minore - naturale - maggiore) E RELATIVE « DIESIS »

SOL	= 97,999 Hz	sol	= 195,998 Hz	sol'	= 391,995 Hz
SOL ♯	= 103,826 Hz	sol ♯	= 207,652 Hz	sol' ♯	= 415,305 Hz
LA	= 110,000 Hz	la	= 220,000 Hz	la'	= 440,000 Hz
LA ♯	= 116,540 Hz	la ♯	= 233,082 Hz	la' ♯	= 466,164 Hz
SI	= 123,420 Hz	si	= 246,942 Hz	si'	= 493,883 Hz
do	= 130,813 Hz	do'	= 261,626 Hz	do''	= 523,251 Hz
do ♯	= 138,591 Hz	do' ♯	= 277,183 Hz	do'' ♯	= 554,365 Hz
re	= 146,832 Hz	re' ♯	= 293,665 Hz	re''	= 587,330 Hz
re ♯	= 155,563 Hz	re'	= 311,127 Hz	re'' ♯	= 622,254 Hz
mi	= 164,814 Hz	mi'	= 329,628 Hz	mi''	= 659,255 Hz
fa	= 174,614 Hz	fa'	= 349,228 Hz	fa'' ♯	= 698,456 Hz
fa ♯	= 184,997 Hz	fa' ♯	= 369,994 Hz	fa''	= 739,989 Hz
				sol''	= 783,991 Hz

TABELLA 10 - GAMME DI FREQUENZA DI STRUMENTI MUSICALI - VOCI E SUONI DIVERSI



L'ELETTRONICA

IN 30 LEZIONI - TEORIA E PRATICA

Circuiti logici - calcolo

29



RADIO - TRANSISTORI - CIRCUITI INTEGRATI - Hi-Fi - ANTENNE - TRASMISSIONE - APPLICAZIONI VARIE

Rivista culturale per la formazione professionale - Spedizione a tariffa ridotta editoriale - Pubblicità — 70 % - L. 1.200

Circuiti logici - Calcolo

Si è sempre presentata all'uomo — da tempi anche remoti — la necessità di contare e fare di calcolo. Per soddisfare questa sua vera e propria esigenza, l'uomo si è via via dotato di mezzi varî atti a semplificargli i problemi, a ricordargli i risultati e a ridurgli il tempo necessario per conseguirli, a dargli maggiore certezza in essi ed infine ad agevolargli la comunicazione ai suoi simili dei mezzi, dei sistemi e dei risultati stessi.

Tutti noi abbiamo avuto a .che fare, subito, al primo anno di scuola con i numeri; tutti noi abbiamo imparato la « tavola pitagorica »; molti sanno dell'esistenza del pallottoliere (**figura 1 RS**), tuttora è frequente il ricorso ad abachi e all'impiego del regolo calcolatore (**figura 2 RS**).

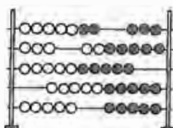


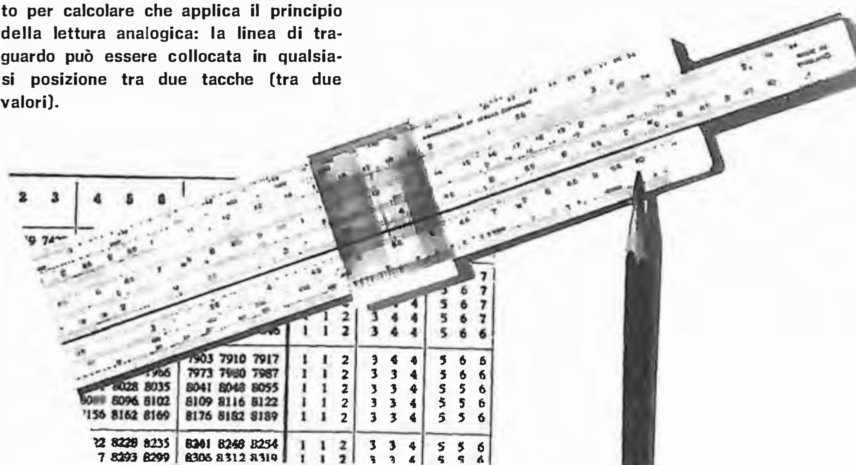
Fig. 1 RS - La più semplice e la più antica « macchina » da calcolo è il pallottoliere, tuttora usato in Russia. Se ci si sofferma sul suo principio di impiego ci si accorge — sulla base di quanto è detto nel testo — che si tratta di un dispositivo digitale.

L'elettricità, sotto forma di energia elettrica, pur apportando apprezzabili benefici con l'utilizzazione, ad esempio di motorini, relé, ecc. non risolse in modo veramente pratico il problema. Solo grazie all'elettronica constatiamo un ragguardevole salto di qualità ma, a buon conto piuttosto graduale, di pari passo con il suo progresso tecnologico.

La valvola termoionica ha fatto progredire la velocità di applicazione del calcolo, dal centesimo di secondo del relé elettromeccanico al milionesimo di secondo. L'applicazione dei dispositivi a semiconduttore, prodotti secondo l'indirizzo dell'integrazione sempre più ampia ha portato agli odierni microprocessori. I 180 m² di un elaboratore a valvole (18 000 valvole!) sono ora diventati i pochi centimetri quadrati del **microelaboratore.**

A questo punto dobbiamo fare presente un particolare importantissimo: se è vero che l'elettronica come tale, con la sua sorprendente evoluzione tecnologica, ci mette a disposizione dispositivi che non finiscono di meravigliare per quanto sono in grado di fare in questo settore, è pur vero che a tutto ciò non si sarebbe arrivati se, ad un certo momento, non si fosse abbandonato il sistema di conto basato su dieci cifre.

Fig. 2 RS - Il « regolo » è uno strumento per calcolare che applica il principio della lettura analogica: la linea di traguardo può essere collocata in qualsiasi posizione tra due tacche (tra due valori).



Contare per 10, 100, 1000...

Le prime vere e proprie « macchine » per eseguire calcoli si basano su rapporti ben precisi di ingranaggi si ché, ad esempio, a rivoluzione completa di un albero recante una ruota dentata (poniamo di 10 denti) corrisponde l'avanzamento di un decimo di giro di un altro albero che riceve il movimento su di un pignone, e così via. In tal modo si prefigurano i contagiri nonché le addizionatrici da ufficio, (**figura 3 RS**) azionate a mano (leva) o a motore. E se i denti dell'ingranaggio sono dieci, come si è accennato, l'assieme risulta essere basato sul sistema decimale, quello a noi ben noto, che a noi tutti viene insegnato ma che non è, si badi bene, né l'unico, né il più razionale per macchine da calcolo. Vediamo perché.

Affiancando le cifre per formare numeri sempre più grandi, con il sistema decimale ciascuna indicazione può presentare, è ovvio, dieci diversi valori (da 0 a 9). Le stesse cifre inoltre, a seconda che si trovino più a destra o più a sinistra di altre (in dipendenza della loro colonna), hanno un « peso » diverso: sono unità, decine, migliaia, ecc.

Se si vogliono effettuare calcoli ricorrendo a meccanismi o ad altro (per gli scopi citati all'inizio), ne consegue che ci si troverà ad un certo momento — in presenza di grandi numeri — nella necessità di congegni particolarmente elaborati, ingombranti, soggetti ad usura, apportando ciascuna colonna dieci sue esigenze di rappresentazione, intervento e posizionamento. In altri termini, una macchina alquanto faraginosa, costosa e delicata.

Per simili realizzazioni infatti, le limitazioni nelle possibilità di calcolo sono sempre rimaste tali da impedirne un ragionevole impiego generalizzato.



Fig. 3 RS - L'addizionatrice da ufficio di tipo meccanico, a leva o a motore, si basa sul rapporto degli ingranaggi ed è una delle prime macchine per calcolo fabbricate in serie. Impiega direttamente la numerazione decimale mentre i tipi elettronici, elaborando solo due stati, il numero decimale risultante devono ricavarlo da una conversione finale.

Contare per 2, 4, 8, 16...

Un primo suggerimento per semplificare la procedura senza, ben inteso, compromettere i risultati ci viene dal presupposto tecnico del noto alfabeto Morse: con solo punti e linee (cinque in tutto, variamente combinati) si pos-

sono esprimere tutte le cifre del sistema decimale non solo, ma anche tutte le lettere dell'alfabeto.

Considerati elettricamente punti e linee sono solo degli impulsi: si comprende subito che non è difficile generarli.

Se poi prendiamo in considerazione anche il tempo in cui non vi è impulso e lo valutiamo non come una pausa (tale è per il Morse) ma anch'esso come indicazione numerica, sia pure di valore pari a « zero », possiamo fare a meno delle linee: resterà allora un sistema basato sull'impulso e sull'assenza dell'impulso.

Detto in altri termini, su di un **si** di tensione, non importa se negativa o positiva, o corrente (indichiamolo « 1 ») ed un **no** (indichiamolo « 0 »).

Questa situazione di due stati (bistabile) costituisce l'essenza del sistema **binario** (ossia, **basato sul 2**), il sistema cioè dei calcolatori elettronici attuali.

Sono classici gli esempi in proposito per esprimere questo concetto del SI e del NO: lampada accesa/lampada spenta; corpo magnetizzato N-S/magnetizzato S-N; alto/basso; positivo/negativo; vero/falso; presente/assente, ma soprattutto: diodo in conduzione/diodo inverso e transistore in saturazione/transistore interdetto. Vedremo più avanti come sia messa a profitto proprio quest'ultima situazione.

Impulsi = bit - Codici di bit

Basandosi su impulsi di eguale durata (e altezza) il principio di funzionamento delle telescriventi più ancora del Morse ci può chiarire l'impiego del sistema binario. Le indicazioni necessarie sono sempre cinque (**figura 4 RS**): come abbiamo già accennato, possiamo estendere il significato del termine impulso nel senso di chiamare così non solo i momenti (tempuscoli) in cui scorre corrente (neri) ma anche quelli in cui la corrente non scorre (bianchi).

Ogni impulso è un « bit ».

Tutto l'assieme delle diverse combinazioni possibili tra impulsi neri e bianchi per identificare con un diverso gruppo di cinque una data lettera è il **codice.**

La figura 4 RS mostra che le diverse combinazioni possibili sono 32. Infatti, se prendiamo il 2 a base (... sistema binario) e lo eleviamo alla potenza di 5 (numero di bit prescelto) abbiamo $2^5 = 32$.

Il codice dai cinque bit è noto come **Baudot.** Poiché in questo caso esso ci permette la classificazione di lettere e di cifre viene detto **alfanumerico.**

Un codice binario che ricorresse a gruppi di 7 bit ci consentirebbe $2^7 = 128$ diverse combinazioni, e quindi altrettanti significati. Questo codice è usato, e si chiama **ASCII** (American Standard Code Information Interchange).

A		● ● ○ ○ ○
B	?	● ○ ○ ● ●
C	:	○ ● ● ● ○
D	chi siete	● ○ ○ ● ○
E	3	● ○ ○ ○ ○
F	opzionali	● ○ ● ● ○
G		○ ● ○ ● ●
H		○ ○ ● ○ ●
I	8	○ ● ● ○ ○
J	suoneria	● ● ○ ● ○
K	(	● ● ● ● ○
L	)	○ ● ○ ○ ●
M	.	○ ○ ● ● ●
N	,	○ ○ ● ● ○
O	9	○ ○ ○ ● ●
P	0	○ ● ● ○ ●
Q	1	● ● ● ○ ●
R	4	○ ● ○ ● ○
S	'	● ○ ● ○ ○
T	5	○ ○ ○ ○ ●
U	7	● ● ● ○ ○
V	=	○ ● ● ● ●
W	2	● ● ○ ○ ●
X	/	● ○ ● ● ●
Y	6	● ○ ● ○ ●
Z	+	● ○ ○ ○ ●
		○ ○ ○ ● ○
Ritorno carrello		● ● ○ ● ●
cifre		● ● ● ● ●
lettere		
cambio riga		○ ● ○ ○ ○
spaziatura		○ ○ ● ○ ○

Fig. 4 RS - Codice binario di uso corrente (CCIT N° 2) per telescriventi Telex. Le parti nere indicano presenza di corrente, quelle bianche assenza (oppure, le une tensione negativa e le altre tensione positiva). Siamo evidentemente in presenza di un sistema basato su due soli « stati » e, come tale, binario. Ciascun impulso (qui = 20,41 millisecondi) è un bit; cinque bit formano un carattere.

Per contro, si può volere — in quanto ciò costituisce uno snellimento ed un alleggerimento di azioni — una riduzione del numero dei bit formanti il gruppo.

Così, se l'interesse è limitato alla traduzione di numeri — ed è il caso dei piccoli calcolatori — è sufficiente prevedere gruppi di 4 bit, da cui $2^4 = 16$ cifre decimali diverse; dal momento che ne necessitano solo 10 (da 0 a 9) per tradurre il nostro sistema decimale, ne restano sei in sovrappiù. Il codice più semplice a quattro bit è indicato come codice **8-4-2-1**: vedremo poi che, sempre a quattro bit, sono stati elaborati altri tipi di codice.

Ogni gruppo di bit è denominato « carattere ».

Spostamenti di colonne

Le colonne nelle quali noi, col nostro sistema decimale, collochiamo — a volte anche soltanto mentalmente — le cifre di un numero a seconda del loro « peso» sono:

ecc. ← 100 000   10 000   1 000   100   10   1

Col sistema basato sul 2 la progressione non sarà più di 10 e sue potenze, ovviamente, ma di 2 e sue potenze. Avremo, allora, nell'espressione dei nostri calcoli, colonne così prefigurate nel « peso »:

ecc. ← 32   16   8   4   2   1

Coerentemente all'impostazione di queste colonne, un numero binario mentre indicherà sempre uno stato di zero in corrispondenza dello zero decimale ed un 1 in corrispondenza dell'unità, giunto al 2 (che è la sua base) vedrà il primo caso delle due cifre (ciò che avviene, nel decimale, dopo il 9): queste due prime cifre diranno che vi è un impulso zero laddove prima c'era l'1 dato che questo deve già spostarsi a sinistra (10).

Per il 3 comparirà sulla destra un nuovo impulso positivo (11); per il 4 (che è 2^2) nuovo salto a sinistra con comparsa di una nuova colonna (100) mentre il 5 vedrà apparire a destra un impulso positivo aggiuntivo (101); il 6 provocherà lo spostamento di quest'ultimo impulso (110) ed il 7 aggiungerà ancora un impulso, in fondo (111). Giungendo ora all'8 (che è 2^3) si avrà un'altra nuova colonna (1 000) e così via come in **tabella 1**, ed oltre.

In sostanza, possiamo dire allora di aver usato una base diversa senza alterare l'abituale procedura del decimale: passare in rassegna le cifre disponibili, spostarsi a sinistra, passare nuovamente in rassegna le cifre del sistema, spostarsi ancora, ecc.

Avvertiamo subito, perché è importante — e del resto il lettore ha certamente già afferrato il concetto — che **non si devono leggere i numeri binari come se fossero numeri decimali:** quelli che abbiamo qui sopra già incontrati e tutti gli altri devono essere letti e interpretati cifra per cifra, ossia stato per stato o, per dire

meglio ancora, bit per bit. Così il 7 ad esempio (= 111) non è centoundici ma **uno, uno, uno**; l'8 non è mille, ma **uno, zero, zero, zero**.

Ricordiamoci che non si tratta di veri e proprî numeri ma piuttosto di simboli.

A buon conto, anche se si tratta di simboli si rileva che con la base 2 lo spostamento di una unità (e quindi l'aumento di una colonna) avviene al 4, all'8, al 16, al 32, ecc.; assai più di frequente perciò di quanto si verifichi col sistema decimale: questo è un aspetto negativo del sistema. Minore è la base, più di frequente deve essere compiuto lo spostamento, e quindi più in fretta aumenta la quantità di colonne necessarie ad esprimere un dato numero. La tabella 1 conferma questa situazione.

Per contro, più alto è il numero di base, maggiore è il numero di espressioni necessarie in ciascuna colonna; da qui — con la base 10, ad esempio — più componenti e accresciuta complessità, nonché criticità di circuito.

Infatti, noi sappiamo che proprio in elettronica è assai facile predisporre le uniche condizioni di **si** e di **no** che soddisfano la base 2 mentre, anche se non impossibile, è più complesso approntare i dieci diversi livelli del conteggio decimale. Ciò significa, in altre parole, che è senz'altro preferibile aumentare il numero di colonne, il che del resto non è troppo oneroso grazie alla odierna tecnologia dei semiconduttori che, con l'integrazione, permette la fabbricazione contemporanea di centinaia e migliaia di elementi sulla stessa, minuscola basetta.

TABELLA 1
Equivalenza tra numeri decimali e cifre binarie

Codice decimale =	Codice binario
0	0
1	1
2	10
3	11
4	100
5	101
6	110
7	111
8	1000
9	1001
10	1010
11	1011
12	1100
13	1101
14	1110
15	1111
16	10000
32	100000
64	1000000
100	1100100
128	10000000
200	11001000
1000	1111101000
1024	10000000000

Da decimale a binario e viceversa

Da decimale a binario

Può tornare utile conoscere un sistema che permetta di formulare rapidamente ed in modo certo l'espressione binaria di un qualsiasi numero decimale. A questo scopo si proceda come segue:

— si divida il numero in questione per 2 e si scriva, a parte, il resto o avanzo della divisione, anche se è 0. Avremo perciò sempre 1 oppure 0.

— si divida nuovamente per 2 il risultato della prima operazione e si scriva il resto (1 o 0) di questa seconda divisione a sinistra del resto precedente.

— si divida ancora per 2 il risultato della seconda operazione, scrivendo il nuovo resto (1 o 0) innanzi ai due già riportati.

— si prosegua sempre a questo modo sino all'ultima possibile divisione.

Un paio di esempi chiariranno ancor più questa semplice procedura.

Supposto il numero decimale 150 di cui si voglia conoscere la corrispondenza binaria avremo

150 : 2 = 75 resto = ... **0**
75 : 2 = 37 resto = ... **1**
37 : 2 = 18 resto = ... **1**
18 : 2 = 9 resto = ... **0**
9 : 2 = 4 resto = . . . **1**
4 : 2 = 2 resto = . . **0**
2 : 2 = 1 resto = . **0**
1 : 2 = 0 resto = **1**

Scrivendo sulla stessa riga il numero binario, esso sarà **10010110**. Come si rileva nel collocamento dei resti, la cifra più significativa (la prima da scrivere) è quella dell'ultima divisione (1).

Altro esempio. Supposto il numero decimale 100 avremo

100 : 2 = 50 resto = ... **0**
50 : 2 = 25 resto = ... **0**
25 : 2 = 12 resto = ... **1**
12 : 2 = 6 resto = . . . **0**
6 : 2 = 3 resto = . . **0**
3 : 2 = 1 resto = . **1**
1 : 2 = 0 resto = **1**

Perciò il numero decimale 100 sarà in binario **1100100**, così come abbiamo riportato in **Tabella 1.**

Come si sarà notato la stesura del numero binario si attua iniziando dall'ultimo resto. Si potrà notare anche che ai numeri pari (ed è logico) corrisponde sempre uno 0 (la divisione è senza resto) ed a quelli dispari sempre un 1.

Da binario a decimale

Naturalmente ci si può trovare anche nella condizione opposta a quella testè esaminata, vale a dire nella necessità di tradurre un numero

binario nel corrispondente decimale. Si può allora agire così.

Si trascriva il numero binario e, sotto ad ogni suo bit si riporti il valore decimale che corrisponde alla nota scala binaria delle colonne, in maniera progressiva crescente da destra verso sinistra: ciò sino a che tutti i bit abbiano ciascuno una corrispondenza.

Ecco, ad esempio come procedere per il numero binario 11000100.

1	**1**	0	0	0	**1**	0	0	numero binario da tradurre
128	**64**	32	16	8	**4**	2	1	colonne della scala binaria

Ciò fatto si prendono in considerazione solo i numeri decimali che compaiono sotto agli 1 e si sommano tra loro. Nel nostro caso (li abbiamo evidenziati sopra, in neretto):

4 + 64 + 128 = 196

Un altro esempio. Numero binario = 11001000.

1	**1**	0	0	**1**	0	0	0	numero binario da tradurre
128	**64**	32	16	**8**	4	2	1	colonne della scala binaria

Il numero decimale sarà perciò:

8 + 64 + 128 = 200

Si veda anche la stessa corrispondenza in Tabella 1.

Numeri binari in codice

La tabella 1 si limita ad un semplice confronto tra alcuni numeri espressi in forma decimale ed i numeri corrispondenti espressi con un sistema binario **puro.** Dobbiamo ricordarci però che noi dobbiamo esprimere i nostri dati **in codice**, vale a dire a gruppi (caratteri) di quattro, o di cinque, o di sette bit, ecc. a seconda del codice che è preferibile impiegare per raggiungere determinati scopi.

Così, un numero decimale qualsiasi, ad esempio il 37, non ci interessa solitamente nell'espresione binaria di

100101

quale si avrebbe secondo il criterio che ha portato all'elaborazione della tabella 1 bensì, secondo un codice poniamo, a 4 bit; esso allora può diventare, come ora vedremo

0011 0111

In questo caso — si noti bene — non è che il numero binario puro 100101 risulti scisso in due gruppi: le espressioni di ciascun gruppo o carattere nascono invece dalla rappresentazione in binario (a 4 bit) di **ciascuna cifra** del decimale, ricavando la corrispondenza dal codice prescelto. Nell'esempio citato ci siamo riferiti al codice 8-4-2-1 già citato che elenca le espressioni di cui alla **Tabella 2.** Ivi si vede appunto che 3 = 0011 e 7 = 0111.

Si può notare pertanto che questo codice, ed altre sue varianti che vedremo, sono in sintesi una codificazione binaria del decimale per cui vi è una famiglia di codici definita **B.C.D.** (Binary Coded Decimal).

I codici più usati

CODICI A 4 BIT

Diamo ora uno sguardo ai codici di più frequente impiego, osservando in breve quali sono le loro caratteristiche e quali sono i motivi per i quali sono stati elaborati.

A questo scopo vediamo intanto in **Tabella 3** un confronto: lo stesso numero decimale viene espresso in diversi codici, tutti però basati sull'uso di gruppi (caratteri) di 4 bit e rientranti nella famiglia B.C.D.

8.4.2.1. - Di questo codice abbiamo già detto. Facciamo rilevare come i quattro numeri decimali che compongono la sua sigla rappresentino la progressione (da destra a sinistra) relativa alle colonne del sistema binario puro. Il collocamento delle cifre ci dice anche che il valore più elaborato è a sinistra ed il più piccolo a destra: il bit di valore più basso è a sinistra.

TABELLA 2
Equivalenza tra numeri decimali e cifre binarie codice 8.4.2.1.

Codice decimale	= Codice 8.4.2.1.
0	0000
1	0001
2	0010
3	0011
4	0100
5	0101
6	0110
7	0111
8	1000
9	1001
10	0001 0000
11	0001 0001
12	0001 0010
13	0001 0011
14	0001 0100
15	0001 0101
16	0001 0110
17	0001 0111
18	0001 1000
19	0001 1001
20	0010 0000
30	0011 0000
37	0011 0111
40	0100 0000
50	0101 0000
60	0110 0000
70	0111 0000
80	1000 0000
90	1001 0000
100	0001 0000 0000
125	0001 0010 0101

Questo codice è di facile comprensione in quanto si può vedere che esso è un semplice accostamento del binario puro alla progressione decimale (da 0 a 9); si osservi, in tabella, come sino al 7 non vi sia che l'aggiunta anteriore di

uno 0 per completare il carattere con 4 bit. L'8 ed il 9 (che già sono a 4 bit nel binario puro) restano tali e quali.

Sappiamo che con 4 bit vi sarebbero ancora sei combinazioni utili per classificare altrettanti numeri decimali, ma sappiamo anche che con l'8.4.2.1. esse non vengono utilizzate per semplificazione. Così, col 10 inizia (vedi tabella) la rappresentazione a due gruppi; il 10 è in effetti un uno (binario) ed uno zero (binario); l'11 è un uno ed un altro uno, ecc.

Dal momento che le espressioni binarie sono gli elementi creati per le operazioni di conteggio (somme, sottrazioni, ecc.) risulta molto comodo che i circuiti preposti all'elaborazione ricevano fattori che consentano una espletazione rapida, immediata e semplificata. Se a questi circuiti giungono numeri che permettono la **complementazione** i problemi di trattamento sono grandemente semplificati.

Vediamo meglio ciò che si intende per complementarietà in questo caso.

Se i numeri binari elementari di un codice, vale a dire i singoli bit, dopo essere stati tutti singolarmente complementati (ossia, 1 scambiato con 0 e viceversa) danno luogo ad un numero decimale corrispondente nel quale ciascuna cifra diventa il proprio complemento a 9 (cioè 9 meno il numero in questione) allora il codice può essere definito autocomplementante e questa sua caratteristica può essere messa vantaggiosamente a frutto nel processo di calcolo. Orbene, il codice 8.4.2.1. non è autocomplementante e questo è pertanto un suo svantaggio.

Eccesso di 3 - Viene così definito un codice — frequentemente usato — che vede la sua formazione sulla base dell'8.4.2.1. al quale viene aggiunto, su ciascuna cifra un 3 binario (0011). Ad esempio, l'1 (che è con l'8.4.2.1. pari a 0001) diventa 0100. Vedi sempre tabella 3.

A questo proposito ricordiamo che questa semplice addizione di numeri binari ha luogo secondo quanto già abbiamo visto commentando gli spostamenti di colonna che, al crescere di certe unità si verificano nel binario di cui alla tabella 1. La regola per questa procedura — ed è facile constatarne l'esattezza — ci dice che per la **somma** di due numeri

$0 + 0 = 0$ riporto 0
$0 + 1 = 1$ riporto 0
$1 + 0 = 1$ riporto 0
$1 + 1 = 0$ riporto 1

Con l'occasione accenniamo alla **sottrazione** tra numeri binari; vale

$0 - 0 = 0$
$1 - 0 = 1$
$1 - 1 = 0$
$0 - 1 = 1$ col passaggio di 1 alla colonna superiore

Per la **moltiplicazione** vale

$0 \times 0 = 0$
$1 \times 0 = 0$
$0 \times 1 = 0$
$1 \times 1 = 1$

Per la **divisione** vale

$0 : 1 = 0$
$1 : 1 = 1$

A seguito dell'aggiunta del 3 al codice quest'ultimo acquisisce la proprietà di essere complementante; le calcolatrici ricorrono molto spesso ai numeri complementari per le sottrazioni in quanto la sottrazione viene sostituita da una più facile addizione del numero complementare.

La modifica porta alle seguenti coppie complementari

0	9	0011	1100
1	8	0100	1011
2	7	0101	1010
3	6	0110	1001
4	5	0111	1000

Con questo codice non si ha mai una cifra composta tutta di 0; è un vantaggio, perché il fatto rappresenta un aiuto allorché si controlla un risultato o si effettua un'operazione. Nell'8.4.2.1. non si può distinguere lo zero effettivo, ad esempio, dal mancato funzionamento del calcolatore.

GRAY - I segnali che interessano (solitamente, in partenza analogici) vengono trasformati in bit binari al fine di poterli presentare ed immettere nel calcolatore, che ha il compito di elaborarli. I dati entranti si susseguono e ogni volta, di conseguenza, molti bit cambiano. Si può vedere in tabella 2 che un 7 nell'8.4.2.1. allorché deve diventare 8 richiede il mutamento di tutti e quattro i bit; ciò vuol dire che sussistono ben quattro possibilità d'errore. Altrettante se ne avranno alla fine del processo per la trasformazione inversa.

TABELLA 3
Equivalenza numeri decimali/binario puro/codici BCD a 4 cifre

Decimale	Binario puro	8.4.2.1.	Eccesso di tre	Gray	Gray Eccesso di tre
0	0	0000	0011	0000	0010
1	1	0001	0100	0001	0110
2	10	0010	0101	0011	0111
3	11	0011	0110	0010	0101
4	100	0100	0111	0110	0100
5	101	0101	1000	0111	1100
6	110	0110	1001	0101	1101
7	111	0111	1010	0100	1111
8	1000	1000	1011	1100	1110
9	1001	1001	1100	1101	1010
10	1010	0001 0000	0100 0011	1111	0110 0010
11	1011	0001 0001	0100 0100	1110	0110 0110
12	1100	0001 0010	0100 0101	1010	0110 0111
13	1101	0001 0011	0100 0110	1011	0110 0101
14	1110	0001 0100	0100 0111	1001	0110 0100
15	1111	0001 0101	0100 1000	1000	0110 1100

Anche nel codice a « eccesso di 3 », un 4 che passa a 5 (da 0111 a 1000) comporta il cambiamento di quattro cifre.

Per ridurre queste possibilità di errori — che tra l'altro si moltiplicano in relazione al numero di stadî e di passaggi progressivi — sono stati ideati dei codici detti ciclici: il codice Gray è quello più impiegato tra di essi.

I codici ciclici — o progressivi — sono caratterizzati dalla differenza di un solo bit nel pas-

saggio da un gruppo all'altro (che precede o che segue); lo si può constatare nella colonna del codice Gray di cui alla tabella 3.

Questo codice è l'ideale per quanto concerne la conversione analogica-digitale mentre, purtroppo per quel che si riferisce alle operazioni di calcolo risulta piuttosto complesso. Esso è detto anche « binario riflesso».

Usando soltanto le prime dieci combinazioni delle sedici possibili si ha a che fare con un codice Gray detto **naturale.** Tuttavia, in tal caso si perde il vantaggio principale prima accennato (mutamento limitato ad un solo bit): infatti, per passare da 9 a 0 (vedi tabella) abbisogna un cambio di tre bit.

Gray a eccesso di 3 - Si rimedia alla situazione sopracitata adattando una tecnica analoga a quella già incontrata, della « differenza di 3 ». Si è creato perciò anche un codice Gray a eccesso di 3 col quale si elimina l'inconveniente del passaggio da 9 a 0 ferma restando l'autocomplementazione: modificando soltanto il primo bit si ottiene la cifra complementare.

Vi sono molti altri codici possibili nell'assieme B.C.D.; ad esempio il 5.3.1.1., il 2.4.2.1. ed il 5.4.2.1. (tipi con « peso ») ed altri codici che con l'aggiunta specifica di un bit in finale (detto bit di pareggio) diventano autocorrettori.

Citiamo infine — per restare sempre nei codici a 4 bit — i tipi 1.2.4.2., l'Aiken, il tipo 1.2.4.8., il Petherick, il codice Bianco ed il Glixon.

CODICI A 5 E PIÙ BIT

Con i soli 4 bit che caratterizzano i codici di cui si è sin qui parlato ci si limita alla rappresentazione di cifre, come dire che si è nel campo dei codici puramente numerici.

Abbiamo già visto — per contro — che con un numero più alto di bit per carattere si può rappresentare anche l'alfabeto e, volendo qualsiasi altra elencazione o grafia: il codice telex a 5 bit, il codice ASCII (già citato), il codice EBCDIC (Extended Binary-Coded-Decimal) a 8 bit ed il codice Baudot ne sono un esempio. Vi sono infine dei codici elaborati per trasformare tutta una serie di istruzioni sull'elaboratore (ad esempio, codice istruzioni PDP 8/E, codice istruzioni IBM 370, codice istruzioni 8080, ecc).

Condensiamo i numeri binari

Oltre al passaggio molto utile che abbiamo visto, da rappresentazione in binario puro a rappresentazione in B.C.D. si sono rivelati vantaggiosi — per le soluzioni rapide dei problemi più complessi — passaggi a raggruppamenti diversi. In altre parole, condensando i numeri binari **in altri sistemi numerici** si semplifica ulteriormente la procedura d'azione dell'elaboratore.

Sono d'uso corrente due sistemi: quello ottale e quello esadecimale.

Sistema ottale - Osservando la rappresentazione in binario puro della progressione numerica decimale dello zero in avanti (si veda, ad esempio la Tabella 1) notiamo che dallo 0 a 7 il raggruppamento non oltrepassa mai i tre bit.

Si pensi ora di essere in presenza di un lungo numero binario (ad esempio, 11101100001101, che si può riscontrare corrispondere a 15117 decimale (attuare il sistema suggerito a pagina 4 rs) e lo si suddivida in gruppi di tre bit, partendo dalla destra, avremo

11 101 100 001 101

Gli ultimi bit qui sono solo due (11); in questo caso, o nel caso si abbia anche un solo bit finale si completa il gruppo sino alle tre cifre aggiungendo (a sinistra) uno o due 0. Perciò scriveremo meglio

011 101 100 001 101

La trasformazione in ottale si ha in modo estremamente semplice, scrivendo in corrispondenza di ciascun gruppo il rispettivo valore ottale che è perfettamente eguale (sino al 7) al numero decimale (vedi **Tabella 4**).

Il nostro binario perciò darà

011	101	100	001	101	**binario**
3	5	4	1	5	**ottale**

Ecco quindi un numero ottale (35415) a soli cinque bit invece di un binario puro richiedente quattordici bit.

Si vede bene che con l'ottale occorre solo un terzo delle cifre prima necessarie: si risparmia così una notevole quantità di tempo e si diminuisce la possibilità d'errore col diminuire del numero di passaggi.

TABELLA 4
Equivalenza tra numeri decimali/binari/ottali

Decimale =	**Binario** =	**Ottale**
0	0	0
1	1	1
2	10	2
3	11	3
4	100	4
5	101	5
6	110	6
7	111	7
8	1000	10
9	1001	11
10	1010	12
11	1011	13
12	1100	14
13	1101	15
14	1110	16
15	1111	17
16	10000	20
17	10001	21
18	10010	22
19	10011	23
20	10100	24

La base del sistema, come dice il nome, è 8 così come nel decimale è 10 e nel binario è 2.

Di conseguenza dopo il 7, e cioè all'8, i numeri aumentano di una colonna; altrettanto si deve fare dopo il 15 (per il 16), indi al 32 e così via.

La Tabella 4 riporta la corrispondenza Decimale/Binario/Ottale per alcuni numeri. A conferma di quanto si è detto si vede come, ad esempio 1101 in binario puro, dia luogo — scisso in gruppi di tre così come si è spiegato — a 001 101 ottale, vale a dire ad un 1 e ad un 5 e cioè a 15, che all'inizio della trasformazione è, come decimale, 13,

Sistema esadecimale - Il criterio è uguale a quello del sistema ottale testè esaminato. Invece di suddividere il numero binario in gruppi di tre cifre lo si suddivide in gruppi di quattro cifre: i vantaggi conseguenti la condensazione dei bit binari ne risultano accresciuti.

La base di calcolo è 16.

La base perciò non è più inferiore al 10 come nel binario e nell'ottale: ciò vuol dire che con le sole dieci cifre decimali (0 a 9) non possiamo più esprimere tutti i valori del sistema ed è giocoforza ricorrere ad altri simboli; ci viene in aiuto l'alfabeto.

In **Tabella 5** l'equivalenza tra decimale ed esadecimale, ed in **Tabella 6** quella tra decimale/ottale ed esadecimale per i decimali dall'1 al 100.

Vediamo come un numero binario di dodici cifre (esempio: 000111000100) si riduca a sole quattro cifre esadecimali.

Suddividiamo in gruppi di quattro, come si è detto, e poniamo sotto a ciascun gruppo la corrispondenza (vedi tabella)

TABELLA 5
Equivalenza tra numeri decimali/binari/esadecimali

Decimale =	Binario =	Esadecimale
0	0	0
1	1	1
2	10	2
3	11	3
4	100	4
5	101	5
6	110	6
7	111	7
8	1000	8
9	1001	9
10	1010	A
11	1011	B
12	1100	C
13	1101	D
14	1110	E
15	1111	F
16	10000	10
17	10001	11
18	10010	12
19	10010	13
20	10100	14

0001 1100 0100		**binario**
1 C 4		**esadecimale**

Il numero decimale che ha dato luogo al binario preso ad esempio (si verifichi in proposito) è 452.

Il passaggio inverso — tanto qui come nell'ottale — è intuitivo: si interpone sempre, come passaggio tramite, la numerazione binaria.

TABELLA 6
Equivalenza tra numeri decimali/ottali/Esadecimali, da 1 a 100

Decimale Base 10	Ottale Base 8	Esa decimale Base 16	Decimale Base 10	Ottale Base 8	Esa decimale Base 16
0	0	0	51	63	33
1	1	1	52	64	34
2	2	2	53	65	35
3	3	3	54	66	36
4	4	4	55	67	37
5	5	5	56	70	38
6	6	6	57	71	39
7	7	7	58	72	3A
8	10	8	59	73	3B
9	11	9	60	74	3C
10	12	A	61	75	3D
11	13	B	62	76	3E
12	14	C	63	77	3F
13	15	D	64	100	40
14	16	E	65	101	41
15	17	F	66	102	42
16	20	10	67	103	43
17	21	11	68	104	44
18	22	12	69	105	45
19	23	13	70	106	46
20	24	14	71	107	47
21	25	15	72	110	48
22	26	16	73	111	49
23	27	17	74	112	4A
24	30	18	75	113	4B
25	31	19	76	114	4C
26	32	1A	77	115	4D
27	33	1B	78	116	4E
28	34	1C	79	117	4F
29	35	1D	80	120	50
30	36	1E	81	121	51
31	37	1F	82	122	52
32	40	20	83	123	53
33	41	21	84	124	54
34	42	22	85	125	55
35	43	23	86	126	56
36	44	24	87	127	57
37	45	25	88	130	58
38	46	26	89	131	59
39	47	27	90	132	5A
40	50	28	91	133	5B
41	51	29	92	134	5C
42	52	2A	93	135	5D
43	53	2B	94	136	5E
44	54	2C	95	137	5F
45	55	2D	96	140	60
46	56	2E	97	141	61
47	57	2F	98	142	62
48	60	30	99	143	63
49	61	31	100	144	64
50	62	32			

La forma dei bit

Ogni volta che nel nostro discorso sin qui condotto si è fatto riferimento ad un 1 binario e ad uno 0 binario abbiamo voluto significare — il lettore lo sa — due diversi livelli di tensione.

Un 1 (livello alto) ed uno 0 (livello basso) possono essere graficamente evidenziati e differenziati così come in **figura 5 RS.**

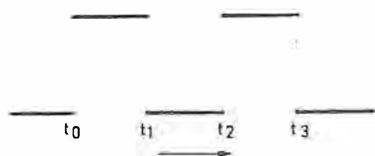


Fig. 5 RS - La manifestazione di due diversi stati (alto e basso) può essere espressa con tratti tracciati — tenendo presente il decorrere del tempo (t0, t1, t2, t3, ecc.) — su due diversi livelli, come in figura.

Pertanto, una successione di numeri binarî oltre che da una serie di 1 e di 0 variamente succedentesi (esempio: 01001110110100100101) ed eventualmente raggruppati a seconda del codice, può essere rappresentata da una serie di stati di livello come quello ora visto in figura. Avremo così, per il numero binario riferito sopra, quanto in **figura 6 RS.**

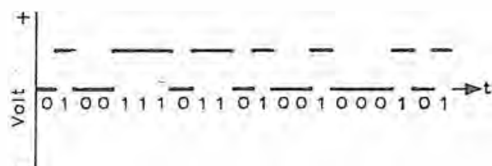


Fig. 6 RS - Una successione di stati bassi e alti (indicando con 0 i primi e con 1 gli altri) costituisce una serie di cifre binarie. La differenza di stato potrebbe essere manifestata anche in senso contrario a quello illustrato, e cioè dal lato negativo.

Il passaggio dall'uno all'altro livello (o stato) si può indicare in figura con un tratto verticale che unisce la fine di uno stato con l'inizio dell'altro ed é allora evidente che ci si trova in presenza di una successione di onde rettangolari come da **figura 7 RS.**

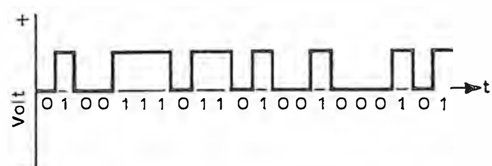


Fig. 7 RS - Bisogna indicare anche la situazione nel tempo al passaggio dall'uno all'altro stato; si perviene così alla classica conformazione di un'onda rettangolare che, rappresentata sommariamente e idealmente presume un tempo di transizione nullo.

Per ottenere una manifestazione del genere, come prima soluzione — la più elementare — viene fatto di pensare ad un semplice interruttore (**figura 8 RS**) ripetutamente azionato. Del resto, la trasmissione telegrafica altro non è che la manipolazione di un interruttore (tasto) che provoca due livelli (0 e tensione d'esercizio).

L'interruttore meccanico (a volte si tratta anche di un relé) può essere vantaggiosamente sostituito da un interruttore elettronico: sappiamo bene che un transistore può svolgere in modo egregio un tale compito allorché viene fatto passare (commutato) dallo stato di interdizione (bloccato) allo stato di saturazione (conduzione massima). Per questa commutazione non si richiede più un intervento manuale ripetuto: si usufruisce invece di un comportamento autodeterminante del transistore stesso in relazione alla sua alimentazione ed a determinati valori di R e di C che sono inseriti in circuito.

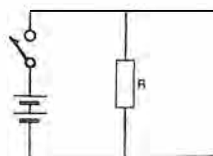


Fig. 8 RS - Tra i due capi di R si manifesta o tutta la tensione della batteria o nulla, a seconda della posizione dell'interruttore, la cui manipolazione perciò dà luogo ad una sequenza di impulsi che, rappresentata con riferimento al tempo, corrisponde al « treno » della figura precedente.

I vantaggi che il transistore apporta sono importanti, specialmente per l'impiego nel settore di cui ci stiamo occupando: si ha la possibilità di agire molto rapidamente (con frequenza che può raggiungere l'ordine dei gigahertz) e si può usufruire anche di un certo grado di amplificazione della potenza.

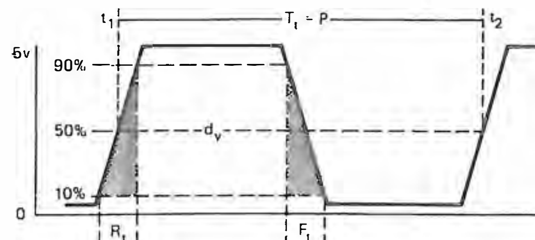


Fig. 9 RS - Si hanno norme universalmente intese per definire le caratteristiche degli impulsi derivanti da un'oscillazione: la durata totale è quella compresa tra t2 e t1. Il numero di impulsi in un secondo indica la frequenza di ripetizione. Le due zone tratteggiate mettono in evidenza il tempo speso per la transizione da un livello all'altro.

Il livello alto, come suo massimo, si avvicina al valore di tensione d'alimentazione del transistore. I primi circuiti integrati costruiti per le applicazioni della tecnica digitale incorporavano (ed incorporano, dato che sono ancora fabbricati) transistori a tensione di lavoro pari a 5 volt; in seguito, con i transistori COS/MOS si è passati a regimi più alti che possono anche superare i 24 volt.

Queste transizioni rapide di tensione (impulsi) si manifestano entro un intervallo di tempo stabilito e in pratica sono il risultato di appositi oscillatori. Come vedremo tra breve — e come si intuisce — qualsiasi dato che si intenda introdurre in un elaboratore deve essere espresso in questa forma, e di conseguenza ad essa ricondotto qualora la manifestazione si presentasse originariamente in forma diversa.

La successione di tutta una serie di onde del genere è detta « treno di impulsi » e « frequenza di ripetizione » è il numero di impulsi in un secondo.

In realtà, il passaggio da un livello all'altro richiede un certo tempo (anche se molto breve) e la traccia che unisce uno stato all'altro non è mai perfettamente verticale come appare in figura 7 RS. Tenendo in considerazione il trascorrere del tempo, la variazione di livello è meglio espressa così come indicata in **figura 9 RS.**

La misura della pendenza del primo fianco è detta « tempo di salita » (Rt); quella del fianco successivo « tempo di discesa » (Ft). Tanto nell'uno che nell'altro caso si prende in considerazione il tempo necessario per un passaggio dal 10 al 90% dell'altezza massima; inoltre, considerando la diversità di larghezza dell'impulso nella sua manifestazione se questa sua caratteristica (larghezza) deve essere indicata, la si riferisce ad una valutazione rilevata nella posizione del 50% dell'altezza massima.

I dispositivi periferici

Tutto il processo dell'elaborazione elettronica basandosi — come oramai sappiamo — sui livelli e le codificazioni binarie, è intuitivo richieda immissione di informazioni, comunque e sempre, sotto forma di bit.

Il problema consiste allora nel far sì che all'entrata del complesso (**figura 10 RS**) si abbiano determinati parametri elettrici ancorché, come spesso avviene, molti di questi parametri siano all'origine (all'atto della loro manifestazione) di natura diversa. Non solo, ma se pur già di natura elettrica le informazioni, come si è detto all'inizio, debbono comunque essere modificate per l'adattamento alle esigenze della manipolazione numerica.

L'unità di elaborazione sarà, conseguentemente, contornata a complemento (**figura 11 RS**) da componenti funzionali (« **periferiche** ») quali sensori o trasduttori in entrata, azionatori (trasduttori anch'essi) in uscita oltre che, ben inteso, da un assieme d'alimentazione.

Fonti d'entrata e prelevatori dell'uscita, come è nella prassi dei complessi elettronici dovranno combaciare con facilità ed immediatezza nelle impedenze, nelle predisposizioni e nei valori di circuito nonché nei dimensionamenti. Si dice in proposito che deve esserci un'**interfaccia** che porti alla compatibilità e che per ciò ottenere adegui i livelli, la codificazione, l'instradamento.

Manifestazioni analogiche e digitali

Dalle necessità enunciate nascono i **convertitori A/D** e quelli **D/A**, vale a dire i dispositivi necessari alla trasformazione dei segnali analogici (forniti dai sensori) in logici o numerici (A/D) ed alla trasformazione inversa (D/A) quando è il caso.

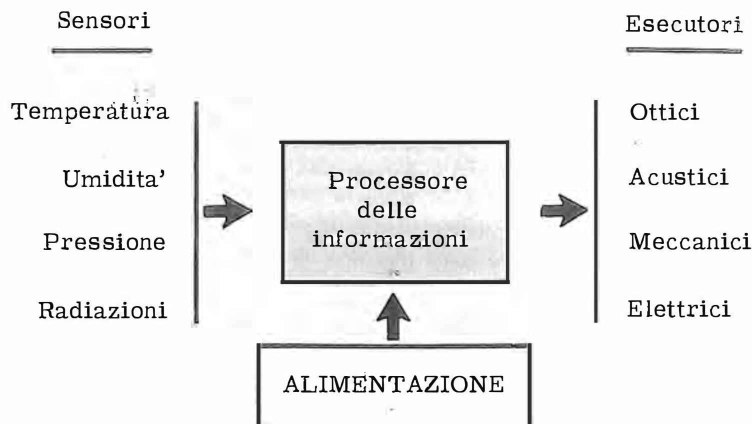


Fig. 10 RS - Non bisogna credere che l'elaboratore abbia come unico compito il trattamento contabile, amministrativo, statistico, ecc. I dati, o informazioni da introdurre, possono derivare da dispositivi sensori diversi, mentre a processo svolto non si hanno obbligatoriamente delle cifre decimali ma, spesso, manifestazioni di natura elettrica, o meccanica, o ottica, ecc.

Abbiamo già spiegato, anche se sommariamente, ciò che si intende per fenomeno e manifestazione ad andamento analogico (con relativo segnale elettrico) e manifestazione con segnale digitale (numerico).

Ricordiamo che, in sintesi, nel primo caso grandezze qualsiasi sono riportate o indicate in modo continuo, con la possibilità quindi di qualsivoglia valore intermedio. Esempi di indicazione analogica sono offerti dall'ago di un voltmetro, dalla posizione della colonnina di mercurio di un termometro, dal movimento rotativo di un albero, dal movimento lineare di un pistone, dalla tensione d'uscita di un microfono, ecc.

Pensiamo al comportamento di una comune bilancia: l'indice accuserà sempre un movimento in conseguenza a modifiche (in più o in meno) di quanto posto sul piatto. Per modifiche di entità infinitamente piccola potrà accadere che noi non siamo più in grado di rilevarle, ciò non toglie però che esse si verifichino egualmente. La bilancia ha perciò, possiamo dire, un comportamento prettamente analogico.

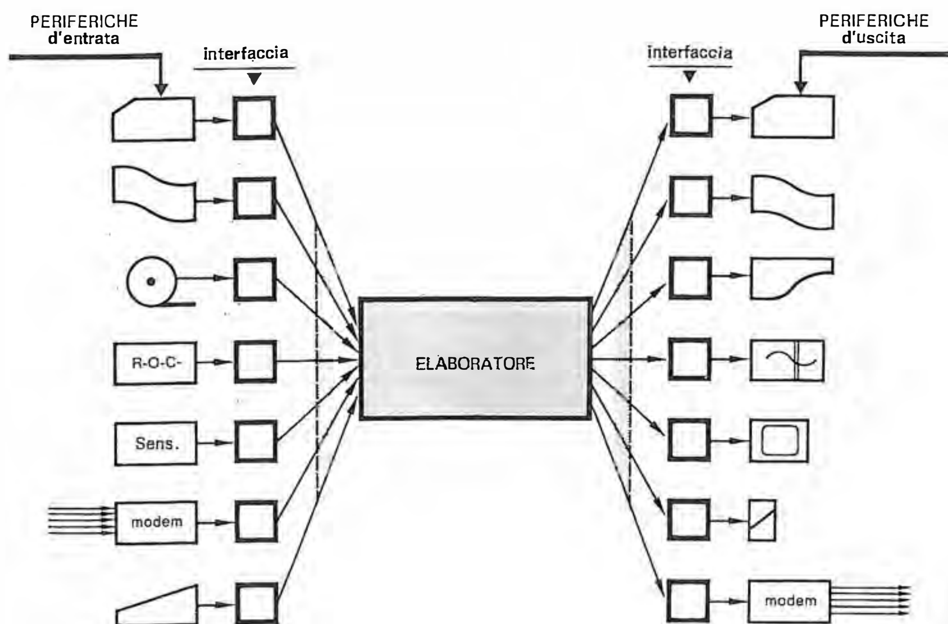


Fig. 11 RS - Le periferiche d'entrata e d'uscita a volte sono simbolizzate; in entrata (dall'alto): lettore di cartoncini perforati, di nastri perforati, di nastri magnetici, ottico di caratteri, captatore industriale (vedi figura precedente), demodulatore di segnali trasmessi con linee telefoniche o radio, tastiera. In uscita: perforatore di cartoncini, di nastri, stampante, tavola tracciante, schermo catodico, dispositivi di comando industriale (vedi fig. 10 RS) e modulatore di linee di telecomunicazioni.

In sostanza, un segnale analogico è un segnale il cui valore **varia nel tempo in maniera continua:** l'indicazione di una sua misurazione corrisponde nell'andamento, all'andamento della variabile che lo genera. La grandezza indicata si adatta in modo continuo alla grandezza della manifestazione, oltretutto in maniera progressiva.

Per contro, una manifestazione logica (numerica) è quella per la quale **non vi è alcuna relazione di forma** tra la generazione e l'attuazione: se si tratta di un circuito, tra forma del segnale d'entrata e forma del segnale d'uscita.

Se ne deduce che, in questo caso, la grandezza d'uscita è essenzialmente discontinua, ossia procede per salti di valore fisso. Quegli impulsi (bit) di cui ci siamo occupati (segnali numerici) conseguenti a stati di valore 0 o valore 1 unicamente (senza valori intermedi) sono quindi ben rappresentativi di una tecnica che rispecchia valori solo con la quantità di manifestazioni, non con la loro graduale ampiezza: questa, sul valore di presenza (1) è senza eguale.

Riprendiamo l'esempio della bilancia ed osserviamone ora, una del tipo elettronico, con indicazione a cifre luminose, così come già se ne vedono in molti negozi. Se, previa indicazione di un dato peso noi modifichiamo il contenuto posto sul piatto, poniamo di 0,3 grammi, e la bilancia prevede variazioni di grammo in grammo, l'indicazione non muterà (nonostante il reale aumento di peso); così come può accadere che aumentando soltanto 0,6 g l'indicazione numerica passi a certificare 1 grammo in più.

Questa bilancia — a differenza dell'altra — agisce con un andamento logico. Il passaggio dell'una all'altra indicazione si ha solo se, secondo il codice previsto, vi è una emissione di impulsi, e l'emissione degli impulsi ha luogo solo quando il peso aggiunto, o tolto, equipara l'unità di frazionamento prevista.

Nonostante che dell'esempio citato, delle due bilance, risulti una certa superiorità del sistema analogico, si può facilmente portare in vantaggio il digitale provvedendo all'aggiunta di una colonna di bit. In questo caso passiamo alla denuncia, e quindi all'apprezzamento, di vazioni di 0,1 g (al posto di 1 g), apprezzamento che è molto difficile raggiungere con una lettura su scala. Un'ulteriore colonna consente scatti e visualizzazione di mutamenti di 0,01 g.

È opportuno dire che l'aggiunta di queste colonne non costituisce grosso impegno perché per la tecnologia dei circuiti integrati è facile predisporre circuiti idonei che non variano granché nel costo se nella loro struttura vi è qualche decina di transistori in più o in meno. Ne deriva che pressoché sempre si procede alla trasformazione dei dati analogici forniti da trasduttori, in dati digitali (pur esistendo calcolatori analogici) per i vantaggi di costo, programmazione e attrezzatura che caratterizzano oramai questa tecnica. Tutto ciò anche se alla fine del processo si è costretti a ritrasformare i dati binarî in dati a base dieci e ad attuare forme di visualizzazione varie (indicazioni luminose, stampanti, ecc) leggibili secondo le correnti, abituali raffigurazioni o alfabeti. La **tabella 7** mostra, in proposito, come non pochi visualizzatori (campo optoelettronico) si prestino all'esposizione dei risultati: sono messe in evidenza anche le diverse tecnologie, i loro limiti applicativi, i settori possibili e di preferenza.

Le porte: evoluzione tecnologica

Il soggetto del discorso ora — assodato che all'entrata od all'uscita di un elaboratore biso-

TABELLA 7
Dispositivi di visualizzazione optoelettronici e (in grigio) **loro campo di applicazione**

TECNOLOGIE		Iniezione luminescenza (LED)	Elettro-luminescenza	Fluorescenza nel vuoto	Scarica gas-(plasma)	Radiazione catodica (tubo)	Cristalli liquidi	Materiali elettro-cromatici
Elementi di immagine		Visualizzatori attivi					Visualizzatori passivi	
1	Indicatori di Chiuso/Aperto							
< 10	Indicatori di numeri							
< 10^2	Indicatori alfanumerici							
< 10^4	righe di dati							
< 10^5	Dati su schermo							
> 10^5	Immagini su schermo							

gna adeguarsi così come si è detto — potrebbe essere uno qualsiasi dei diversi settori nei quali l'assieme di calcolo si articola; per la migliore comprensione ed una logica dell'analisi stimiamo utile occuparci, a questo punto, di quei particolari interruttori, commutatori o relé che sono le « porte », ricordando al lettore che una loro prima presentazione è stata già fatta (pagina 2, 3, 4 e 5 w).

Sono questi i dispositivi che, intimamente connessi alla particolarità della tecnica binaria (aperto o chiuso...) si utilizzano in gran numero sulla via del segnale onde far sì che lo stesso si conformi alle esigenze di svolgimento dei numerosi, successivi compiti, parziali o totali (sia trasferito o meno, si sommi ad altri segnali, venga suddiviso, sia conteggiato, ecc.).

Possiamo affermare che la porta è la cellula elementare del trattamento binario e che in conseguenza di ciò non vi può essere montaggio logico che non includa una o più porte; in pratica, nei circuiti integrati sono presenti più cellule.

Esse utilizzano oggi unicamente il transistore come elemento costitutivo di base; sono raggruppabili nella grande famiglia detta **TTL** (Transistor - Transistor - Logic) mentre tecnologie precedenti portavano alla formazioni di logiche **RTL** e **DTL** (Resistor - Transistor - Logic e Diode - Transistor - Logic) da considerarsi in via di estinzione perché non più rispondenti ai bisogni attuali.

È necessario segnalare che la tecnologia degli integrati ad effetto di campo (FET) nel tipo MOS è pienamente entrata nella fabbricazione delle porte TTL per cui da diverso tempo oltre alle serie che potremmo definire normali (transistori bipolari) sono disponibili serie C. MOS (complementary - Metal - Oxyde - Silicon).

A buon conto, prima di approfondire l'argomento, stimiamo possa giovare conoscere le particolarità di tutte le famiglie — anche di quelle non più adottate nei progetti odierni — perché il tecnico può ritrovarle in vecchi complessi (sono tuttora fabbricate per le sostituzioni) ed anche perché per realizzazioni particolari non è escluso che un progettista — specialmente se si tratta di un montaggio singolo — trovi opportuno e più economico ricorrere tuttora, ad esempio, a qualche porta DTL, tanto più che le stesse sono compatibili con le TTL.

Ecco perciò come si differenziano tra loro le diverse famiglie.

RTL - Si tratta di una delle prime famiglie in ordine di tempo. Una disposizione tipica di porta è visibile in **figura 12 RS**: si nota in entrata un certo numero di resistori, indi un transistore. La logica delle variabili è data dai primi mentre compito del secondo è quello di amplificare e fornire un'uscita invertita per qualsiasi entrata positiva. La tensione di lavoro è di 3 volt; escursione di segnale = 1 V; ritardo di propagazione = 20 ns; potenza dissipata per porta = 20 mw. Figura ancora nei cataloghi dei costruttori (esempio: SGS/Ates 9900,ecc.).

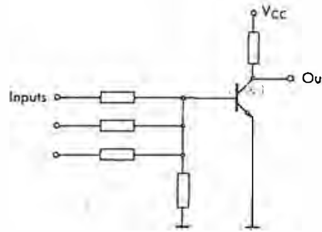


Fig. 12 RS - La porta Resistor-Transistor-Logic, una delle prime, è limitata in frequenza, ha ridotte possibilità di pilotaggio di porte successive ed è alquanto soggetta al « rumore ».

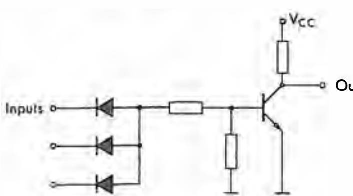


Fig. 13 RS - La porta Diode-Transistor-Logic ha un minor consumo della precedente. Il transistore è usato come invertitore: un livello logico zero su una o più entrate polarizza direttamente il diodo, ciò che provoca la saturazione del transistore il cui collettore, connesso all'uscita, si colloca sul livello 1.

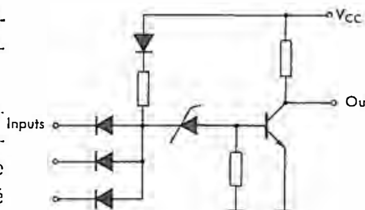


Fig. 13 bis RS - La porta LSL è sempre un tipo a diodi ma è caratterizzata dalla presenza di un diodo Zener che ne aumenta l'immunità al rumore.

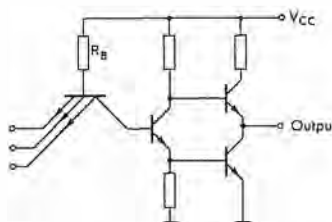


Fig. 14 RS - Porta tipica a transistori bipolari. Per l'entrata si realizza, grazie alla tecnica di fabbricazione dei circuiti integrati, un transistore a emettitore multiplo, ciò che rende possibile disporre di più entrate senza dover ricorrere a più transistori.

DTL - La dissipazione notevole che caratterizza la famiglia precedente a causa dei divisori resistivi, con questa disposizione (**figura 13 RS**) viene ridotta in modo importante. L'immunità al rumore statico è alta, garantita dalla barriera frapposta dai diodi d'entrata. Anche qui il transistore viene impiegato come amplificatore invertitore, con velocità tipica di inversione di 25 ns. Il numero di entrate — e questo è un particolare vantaggio — può essere facilmente aumentato con l'aggiunta di diodi all'esterno. Gli elementi DTL possono essere sfruttati anche in combinazione con elementi TTL.

Tensione di lavoro: 5 volt; escursione di segnale = 2,8 V; potenza dissipata per porta = 11 mw. L'immunità tipica al rumore è (Serie 930 SGS/Ates) di 1 V.

L'immunità al rumore può essere ulteriormente migliorata incorporando secondo la tecnica dell'integrazione, dei diodi Zener sull'entrata (**figura 13 bis RS**) e si ha allora una sottofamiglia che ha assunto a volte la sigla DTLZ, ed ora quella più nota di LSL. Essa ha impiego laddove si prevedono alte escursioni di segnale rumore e dove (in alcuni grossi elaboratori) non sempre è elemento essenziale un'elevata velocità di commutazione ma viene privilegiata la caratteristica contraria: ciò si ottiene ancor più con l'aggiunta di piccole capacità che riducono appunto detta velocità. La sigla LSL significa « Low-Speed noise-immune Logic » e l'immunità in questione è valida tanto per i rumori statici che per quelli dinamici; l'aggiunta di capacità, oltre tutto aumenta anche l'immunità verso quest'ultimo tipo di rumore.

A seconda che siano privilegiate le caratteristiche dell'immunità o quelle del valore della soglia d'ingresso o, ancora, quelle del livello d'azione si identificano con diverse sigle determinate serie di porte e più precisamente con HNIL, HTL ed MLL rispettivamente. Questi tre tipi non prevedono l'impiego della capacità aggiuntiva.

La tensione di lavoro è di 15 volt, per certi tipi di 18 V; l'immunità al rumore statico è tipica sui 5 V.

Le porte MLL possono essere usate assieme a quelle a transistori del tipo COS/MOS di cui più avanti diremo; hanno un ritardo di propagazione da 100 a 200 ns.

TTL - Sono le logiche di ieri e d'oggi che tuttavia è opportuno distinguere nelle serie elaborate con la tecnologia del bipolare ed in quelle formate seguendo la tecnologia MOS e COS/MOS.

L'elemento essenziale delle prime è un transistore (**figura 14 RS**) con emettitore multiplo (più giunzioni base-emettitore). Questa combinazione rende possibile il funzionamento logico di un certo numero di variabili con un transistore solo, ciò che evita tra l'altro qualsiasi capacità parassita che si potrebbe avere invece con la presenza di più transistori eguali.

Il transistore prende il posto in entrata delle resistenze e dei diodi che abbiamo visto nelle famiglie precedenti apportando un guadagno supplementare.

Il circuito che segue il transistore a più emettitori (vedi figura) e che possiamo definire circuito d'uscita, consiste di un paio di transistori collegati secondo una nota disposizione simmetrica (« push-pull »). Questo settore può, entro certi limiti, tollerare un certo carico capacitivo.

Un'innovazione costruttiva avente lo scopo di impedire reciproco danneggiamento tra i transistori finali di porte diverse se connessi in parallelo su di un'unica linea (« bus ») ha portato alla « **tri-state logic** ». Il danno in questione, che può condurre alla distruzione dei circuiti, si può verificare ad esempio, quando l'uscita di una porta è allo stato « alto » (1) e quella di un'altra è allo stato « basso » (0); così per questi casi le porte suddette prevedono per i loro transistori finali oltre allo stato 1 ed allo stato 0, uno stato di esclusione durante il quale entrambi i transistori risultano interdetti.

Un'altra innovazione ha dato luogo alle logighe **Schottky.**

In questi integrati si riscontra la presenza di diodi Schottky (su questi diodi si veda a pagina 12s) tra base e collettore di tutti i transistori. I diodi in questione si ottengono con una giunzione metallica tra base e lo strato drogato « n » che funge da collettore.

Anche tutte le entrate di porta sono protette dalla sovratensione mediante diodi Schottky collegati a massa.

Con i diodi risultanti in parallelo alla giunzione si riduce il tempo di commutazione, una parte sostanziale del quale è dovuta alla carica che si accumula sulla base dei rispettivi transistori durante il tempo di pilotaggio in saturazione. Infatti, il diodo collettore-base si polarizza in senso inverso e di conseguenza conduce; il diodo Schottky, che è molto veloce nella commutazione e che richiede per essa una tensione di qualche decimo di volt in meno devia la corrente diretta dalla base al suo terminale e la manda al terminale del collettore prevenendo in tal modo quasi del tutto l'effetto di accumulazione.

Con la tecnica di cui sopra il ritardo di propagazione viene virtualmente dimezzato rispetto a quello delle porte TTL convenzionali e ciò senza alcun aumento di potenza dissipata.

Si è avuta anche — sempre nell'indirizzo di questa tecnica — una serie di porte a se stante, caratterizzata da una dissipazione di potenza molto bassa: 2 mW contro gli 8 ÷ 17 mW della serie corrente.

Le caratteristiche delle logiche TTL convenzionali sono: tensione di lavoro = 5 V; escursione di segnale = 3,1 V; immunità al rumore, tipica = 1 V; ritardo di propagazione = 10 ÷ 20 ns; dissipazione di potenza per porta = 10 mW.

Le Schottky differiscono nel tempo di ritardo, che si riduce a 2,5 ns, e nella dissipazione come si è già detto; per i tipi a bassa dissipazione il ritardo sale però a 9,5 ns.

La saturazione dei transistori che si evita con l'aggiunta dei diodi Schottky può essere evitata anche predisponendo i circuiti d'entrata come amplificatori differenziali; si perviene allora, anche così, al beneficio di un tempo più breve della commutazione.

Adottando tale tecnica (**figura 15 RS**) si è formata una famiglia di porte denominata **ECL** (Emitter-Coupled Logic) che può giungere a velocità di commutazione dell'ordine di 1GHz. Questa velocità si paga tuttavia, con un aumento della potenza dissipata, che risulta essere sui

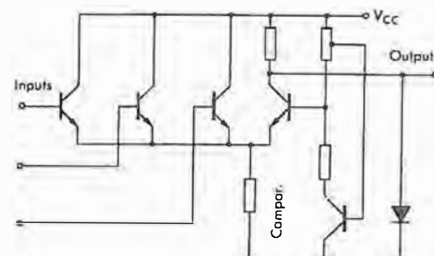


Fig. 15 RS - Porta a transistori bipolari, del tipo ECL. È molto veloce, però dissipa molto: si può ridurre il tempo di commutazione ad una frazione di nanosecondo ma la potenza necessaria sale a 50 mW; per questo fatto non si presta ad una integrazione ampia.

25 mW per porta. In considerazione di ciò e del fatto che queste porte hanno una bassa immunità al rumore, il loro uso è stato limitato a quegli impieghi nei quali la frequenza alta risulta essere il fattore più importante (ad esempio, nei divisori di frequenza). La serie più nota è la MECL 10.000; le ECL sono oggi reperibili in commercio con una certa difficoltà.

MOS - Questa tecnologia ha consentito un progresso notevole e consistente, in particolar modo considerando l'aspetto economico della produzione. Il vantaggio è conseguenza diretta della differenza dimensionale esistente tra un transistore bipolare ed un MOS, differenza che è dell'ordine da 1 a 9 a vantaggio di quest'ultimo. Ciò vuol dire che a parità di superficie del silicio — ossia, ad eguale costo per piastrina — si può aumentare di ben nove volte il contenuto (densità) dell'integrato e dar luogo quindi a circuiti più elaborati e complessi. Ciò vuol dire anche che il costo per funzione a livello piastrina è di nove volte inferiore.

Naturalmente, si sono dovute superare non poche difficoltà del processo costruttivo, curando un notevole perfezionamento nella qualità del materiale, nella pulizia dell'operazione, nella protezione del circuito e nel controllo del processo di diffusione.

Le porte, isolate, si basano sull'impiego, quali elementi di commutazione, di transistori ad effetto di campo (MOS-FET). Elementi del genere sono caratterizzati dall'esiguità del consumo (pochi mW): per pilotare un MOS-FET è sufficiente dar luogo al movimento delle cariche e per fare ciò è sufficiente una potenza estremamente bassa. Per contro, i MOS denunciano una velocità di funzionamento limitata dai tempi di carica e scarica della loro capacità intrinseca.

I MOS in molti casi consentono un'ampia latitudine d'impiego per quanto riguarda le tensioni (da 3 a 18 volt); sotto questo profilo tuttavia è opportuno differenziare i sistemi richiedenti tensione d'esercizio alte da quelli richiedenti ten-

sioni basse allorché è importante tener conto del fattore immunità al rumore statico.

Vi è un'altra, importante suddivisione da fare ed è quella che prende in considerazione la tecnologia adottata: se a **canale p** oppure a **canale n.** Nel primo caso la produzione è più semplice (quindi di minor costo) ma il dispositivo è meno veloce, non solo, ma è compatibile con difficoltà con altre logiche TTL mentre lo è direttamente se costruito a canale « n ».

La **figura 16 RS** riporta la struttura di principio (sia per tecnologia « p » che per quella « n ») di queste porte.

Diremo ancora che del tipo a canale « p » è riscontrabile qualche applicazione in circuiti ausiliari di televisori (comando a distanza), in strumenti musicali (organi elettronici) ed in funzioni di commutazione analogica.

Tra i due tipi è oggi più usato quello a canale « n » sia nei già citati settori che in molte altre applicazioni.

L'impiego di gran lunga prevalente è però riscontrabile nelle porte che — sempre basandosi sulla tecnologia MOS — sviluppano il particolare evolutivo della complementarità (canali « p » ed « n » nella stessa struttura): si tratta, in tal caso, delle realizzazioni definite **COS-MOS.** Un esempio di questa disposizione vista in quanto a schema è riportato in **figura 17 RS.**

Le prime produzioni di integrati COS-MOS furono caratterizzate da un grave inconveniente: quello della instabilità molto accentuata, e molte volte anche della danneggiabilità, come conseguenza di disturbi indotti da tensioni di elettricità statica provenienti da varie fonti (saldatori, panni di nylon, ecc.). Concorreva a ciò il fatto che le entrate di questi integrati (vale a dire dei transistori MOS) presentano impedenze assai alte, dell'ordine del megaohm e più.

Sono state adottate successivamente tecniche di protezione dell'entrata per cui oggi le serie COS-MOS (indicate spesso come C MOS) offrono un grado di affidabilità pari a quello delle normali logiche TTL.

Sull'argomento COS-MOS va detto infine che essi possono essere previsti per funzionamento statico oppure per funzionamento dinamico. Nel primo caso si verifica un comportamento eguale a quello delle logiche bipolari, mentre nel secondo caso ha luogo un immagazzinamento del segnale nella capacità d'entrata (quella del « gate ») come una carica. La capacità del « gate » essendo molto bassa si deve provvedere a che le piccole cariche trattenute non si disperdano tramite la resistenza di isolamento del « gate » stesso (anche se alta, questa resistenza non è infinita). Si rimedia con l'invio di un segnale veloce d'orologio (« clock ») a partire da una frequenza di almeno 10 000 Hz.

Da non molto la tecnologia del bipolare è però riemersa per competere con i MOS in fatto di densità d'integrazione, adottando una tecnica costruttiva che è definita **I²L.** Di questa tecnica (Integrated Injection logic) abbiamo detto, con un certo rilievo, a pagina 16w.

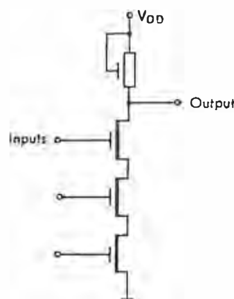


Fig. 16 RS - Porta a transistori a effetto di campo (MOS). Con questa tecnologia si è resa possibile una integrazione su larga scala. L'inconveniente della bassa velocità è stato superato, sino a 10 ns, con l'adozione di un « gate » in silicio policristallino. I tipi a canale « n » possono essere usati assieme a logiche a transistori bipolari.

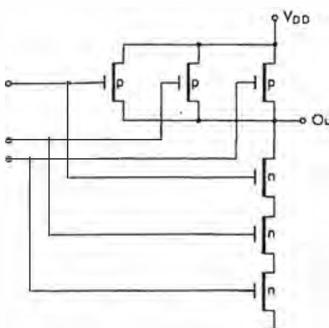


Fig. 17 RS - Porta a transistori a effetto di campo a simmetria complementare (COS-MOS); come si vede ai tre tipi a canale n sono abbinati tre tipi a canale p. Quando gli uni sono in conduzione gli altri sono interdetti: il consumo a riposo è estremamente basso, enormemente inferiore a quello dei bipolari.

L'IMMUNITÀ AL RUMORE

Sull'argomento influenzabilità dei sistemi digitali è opportuno sapere che vi sono diverse cause che possono dar luogo a fenomeni di interferenza e di instabilità che si traducono in pratica in conteggi errati, avvio di sequenze di operazioni non desiderate, ecc.

Picchi di tensione impulsiva generantesi sia all'interno dell'apparato che provenienti dal di fuori (ad esempio, tramite il cavo di rete), accoppiamenti reciproci di linee interne parallele, riflessioni su lunghi conduttori, sono tutti fenomeni provocanti gli inconvenienti accennati. La porta deve offrire, di conseguenza, un certo grado di immunità al « rumore ».

Si tratta di una caratteristica che deriva dal margine di variazione di livello consentita prima che si verifichi il passaggio da uno stato (ad esempio, quello « basso » e cioè 0) all'altro (« alto » = 1).

Se per una data porta il livello tipico di 1 è dichiarato 3,4 volt e quello di 0 è dichiarato 0,2 volt (non è detto che il livello 0 significhi sempre completa assenza di tensione) si verifica in realtà che tensioni leggermente differenti da quelle dei valori tipici citati producano lo stesso effetto. In altri termini — ad esempio — anche scendendo dai 3,4 a 2,4 volt in entrata la porta mantiene l'uscita allo stato 1 e, per contro, anche salendo da 0,2 a 0,4 volt la porta mantiene l'uscita allo stato 0. Questi valori di minimo e di massimo sono riferiti da parte del costruttore dell'integrato.

Nei riguardi delle porte vengono citati, inoltre, altri dati che si riferiscono ai livelli. Uno è quello che indica sino a quale tensione d'entrata si può giungere (per un'uscita 0) senza che il livello 1 scenda al disotto dei 2,4 volt minimi sopra citati. Solitamente, stando nella gamma di valori sin qui presi in considerazione, questa tensione è di 0,8 volt; avremo i già detti 0,4 volt (massimo per l'uscita bassa) ma anche un 0,8 volt quale massimo che non altera l'uscita 1.

La differenza tra 0,8 e 0,4 (= 0,4) rappresenta un valore di **immunità al rumore,** ossia nei confronti di quelle tensioni spurie che potrebbero alterare lo stato. Oltrepassato questo punto (**livello di soglia**) il circuito infatti passa da uno stato stabile ad uno instabile.

La stessa considerazione va ripetuta — ovviamente — per il caso opposto, vale a dire per l'uscita alta. Lo stato 1 è mantenuto, si è detto, sino a 2,4 volt d'entrata, ma si può scendere sino a 2 volt prima che l'uscita bassa (0) salga oltre i 0,4 volt.

Anche da questo lato quindi (2,4 — 2,0 = 0,4) una fascia di immunità al rumore di 0,4 volt.

I valori limite di cui si è detto devono essere tenuti sempre in considerazione nella fase di progetto dell'apparecchiatura, ma rivelano ancor più la loro importanza nello studio relativo alla disposizione dei componenti nonché dei collegamenti critici sotto questo profilo.

Funzioni logiche

Ora che si è visto secondo quali tecniche costruttive possono essere realizzate le porte ricordiamo al lettore che già gli abbiamo prospettato (pagine 2, 3, 4 e 5w) un elenco di tipi suddivisi e classificati in relazione alla funzione che può essere loro affidata e che sinteticamente da loro una denominazione.

Riprendiamo l'argomento per ampliarlo debitamente; seguiremo, di massima, l'ordine già adottato aggiungendo, tra l'altro, la riproduzione del loro simbolo schematico redatto secondo le norme di unificazione del CEI (Commissione Elettronica Internazionale) N. 117/13.

I simboli che il tecnico può oggi incontrare negli schemi adottanti logiche sono ancora, per la maggior parte, disegnati secondo le norme americane (ASA) e, qualche volta, secondo quelle tedesche (DIN); tuttavia va detto che le norme CEI saranno in avvenire sempre più seguite, in sostituzione delle altre.

Anche l'indicazione dello stato, sia in tabella che nei testi, è in via di modifica in quanto per lo stato sin qui chiamato 0 si dirà **L** (Low = basso livello) e per quello opposto, che abbiamo indicato 1, si dirà **H** (High = alto livello).

Ancora: si è dovuto fare, per diverso tempo, una sistematica differenziazione negli impieghi tra **logiche positive** e **logiche negative.** La differenza in questione è legata alla polarità che viene ad assumere lo stato alto (1): se questo stato è positivo rispetto allo stato opposto (basso = 0) si è in presenza di una logica positiva; se lo stato alto, invece, risulta maggiormente negativo dello stato basso, si ha una logica negativa (**figura 18 RS**).

In pratica, oggi si può dire che tutte le logiche siano del tipo positivo.

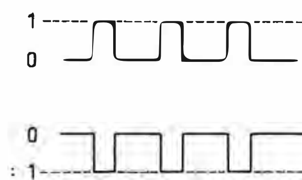


Fig. 18 RS - Quando lo stato convenzionalmente denominato « 1 » ha valore più elevato in senso positivo rispetto allo stato « 0 » si ha a che fare con logica positiva, però il valore « 1 » può essere inteso anche come maggiore tensione negativa rispetto al valore di « 0 » (logica negativa). Il valore « 0 » non rappresenta necessariamente zero di tensione.

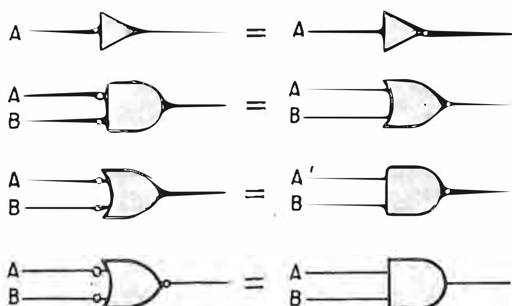


Fig. 19 RS - A sinistra i simboli di quattro diversi tipi di logiche negative le cui funzioni possono essere espletate anche dalle logiche positive riportate in corrispondenza. Anticipiamo la loro denominazione: Invertitore, NAND, NOR, OR (negative) e Invertitore, NOR, NAND, AND (positive).

Le logiche negative — se pur rappresentate da simboli simili a quelli in uso per le logiche positive — per ciò che si riferisce alla loro specifica disposizione elettrica ovviamente ne differiscono, e di conseguenza diversi sono gli schemi d'assieme. Sugli schemi, nel loro simbolo deve apparire un cerchietto ai capi d'entrata, così come lo si osserva in **figura 19 RS.**

Abbiamo già visto, del resto, come il cerchietto richiami in effetti un significato analogo (cioè, di un aspetto negativo) anche nella simbologia delle porte positive: con esse però va disegnato, se è il caso, ai capi dell'uscita. Si veda quanto illustrato e riferito nell'ultima figura.

Si intuisce che le logiche positive possono, opportunamente combinate in relazione alle inversioni possibili, sostituire nelle funzioni le logiche negative e così avviene infatti, perché in tal modo ci si libera dalla necessità di un'alimentazione a polarità negativa che spesso deve coesistere con altre tensioni, indispensabili, a polarità positiva (alimentazione a duplice polarità e duplice linea).

Funzione "buffer"

Se una logica presenta alla sua uscita, inalterato, lo stato logico (Alto o Basso) che le è stato applicato in entrata essa non può svolgere che un'azione di separazione tra due circuiti o tra due componenti: la si classifica allora col nome di **buffer.** A rigore, per contrapposizione alla denominazione di altri tipi di logiche che ora analizzeremo, si potrebbe più propriamente indicare come porta YES (SI); una definizione ancora più significativa può essere quella di « porta di trasferimento ».

Essa ha dunque una funzione diretta e mentre agli effetti del calcolo, ad esempio, questa funzione può sembrare inutile, nello sviluppo complessivo delle apparecchiature logiche assume un compito molte volte indispensabile.

Sappiamo bene che data la elementarità delle singole funzioni cui si deve far ricorso con la tecnica digitale, in un'apparecchiatura di questo ramo sono numerosissimi i circuiti tra loro eguali, come pure lo sono le funzioni di porta. Del resto, i circuiti integrati sono stati sviluppati proprio per risolvere questo problema di quantità e, potremmo osservare, l'hanno risolto in duplice maniera perché con essi non solo si creano in uno tutti gli elementi (transistori, diodi, resistori, condensatori) della porta ma si uniscono, di norma, nello stesso specifico integrato più porte (eguali o, anche differenti tra loro).

I costruttori di integrati offrono perciò ai tecnici progettisti modelli che comprendono nella stessa custodia, quattro, sei, otto e più elementi funzionali.

Tutte le funzioni tipiche delle diverse logiche sono reperibili realizzate tanto secondo la tecnologia dei transistori bipolari quanto quella dei COSMOS; per questo è utile rendersi conto, anche se sommariamente, della disposizione schematica interna dei due tipi per la stessa funzione.

La **figura 20 RS** illustra la composizione di una porta del tipo buffer a tecnica bipolare.

Il primo transistore è inserito secondo la disposizione a base comune per cui tra la sua entrata (emettitore) e la sua uscita (collettore)

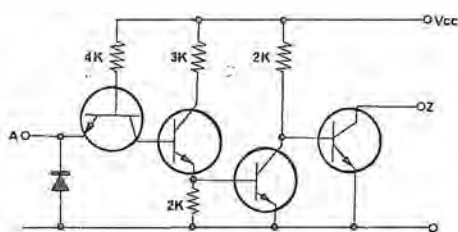
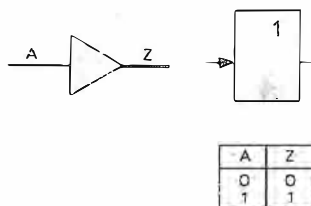
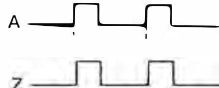
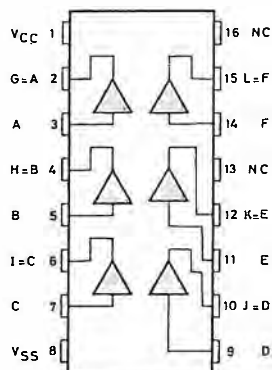


Fig. 20 RS - Schema elettrico di un dispositivo « buffer » realizzato con transistori bipolari; vi sono in commercio due modelli che incorporano sei elementi eguali e fanno parte di una serie di integrati logici molto diffusa, la TTL 74... (i modelli sono il 7407 ed il 7417). Sono riprodotti, a lato, il simbolo (ASA e CEI), la tavola della verità e lo stato in A ed in Z.



A	Z
0	0
1	1





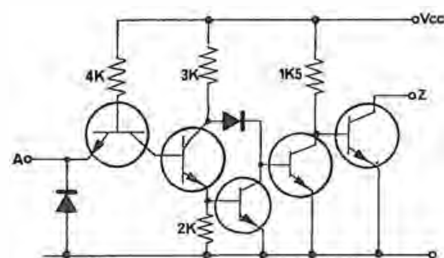
Sei « buffer » di tipo CMOS in unica custodia; modello 4050A della Serie 4000A.

non si verifica inversione. Neanche per il secondo transistore (montaggio o collettore comune) si ha inversione. Il terzo ed il quarto transistore invece, invertono: la duplice inversione però fa sì che all'uscita (Z) lo stato sia quello dell'entrata. Così, in definitiva, nonostante i ripetuti trasferimenti, in Z si ha lo stesso stato che si introduce in A.

Si noti che il collettore finale (che fa capo a Z) è libero da carichi (si suol dire che è « in aria ») per cui occorre prevedere per esso una resistenza esterna di carico da porre tra collettore e + Vcc (alimentazione). Non si tratta di un inconveniente, bensì di un vantaggio perché questa resistenza può far capo ad una tensione più alta di quella destinata ai primi transistori: allora la tensione della stato alto (1) d'uscita può praticamente essere alta quanto quella qui impiegata (circa 30 volt).

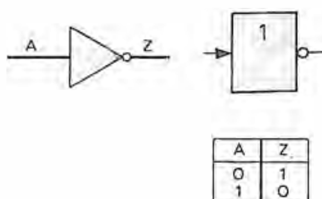
Vediamo ora il buffer nella serie dei COSMOS: la **figura 21 RS** riproduce questa logica che, ripetuta qui sei volte, forma l'integrato citato.

Fig. 22 RS - Schema di porta invertitrice a transistori bipolari. Come il buffer di cui sopra è a collettore finale aperto ciò che permette l'applicazione di una tensione di 15 V (7416) oppure di 30 V (7406) con corrente di carico di 40 mA. A fianco simboli, tabella verità e stati in entrata ed uscita.



È sintomatica la presenza di due doppi stadi (doppi in quanto per la complementarità occorre il canale P e quello N): un solo stadio produrrebbe un'inversione ed essendo questa non voluta col buffer, si rende necessario invertire successivamente con apposito stadio connesso in cascata come da schema.

Quando — viceversa — l'inversione è voluta e necessaria, l'integrato entra a far parte di un'altra serie di modelli, quelli classificati **invertitori.**



A	Z
0	1
1	0



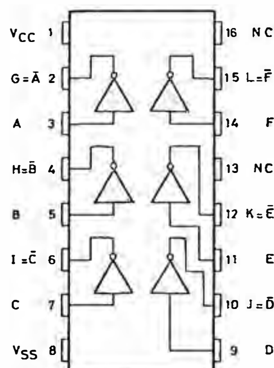
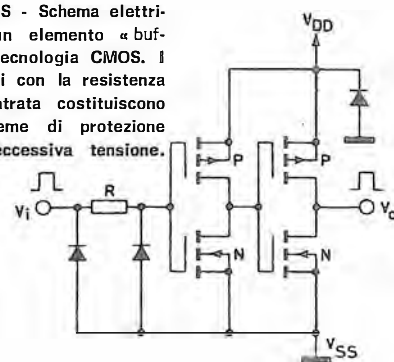


Fig. 21 RS - Schema elettrico di un elemento « buffer » a tecnologia CMOS. I due diodi con la resistenza R in entrata costituiscono un assieme di protezione contro eccessiva tensione.



Funzione "invertitore"

Ci si renderà subito conto della spiccata analogia esistente tra invertitori e buffer. L'invertitore a transistori bipolari di cui alla **figura 22 RS** infatti altro non è che il buffer già esaminato nel quale risulta incorporato uno stadio in più, ad emettitore comune; da qui, un'inversione in più che provoca in definitiva un rovesciamento dello stato finale portando il livello su Z allo stato opposto a quello entrante in A.

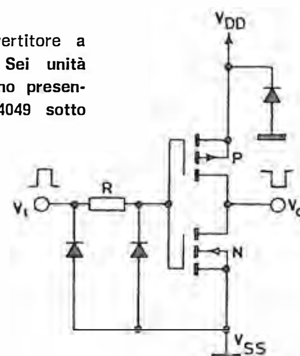
A rigore, l'invertitore più semplice che si possa concepire è rappresentato da un unico transistore nel circuito ad emettitore comune (entrata del segnale in base e uscita al collettore con fase invertita).

Se il buffer poteva essere chiamato logica SI perché in sostanza afferma all'uscita quanto vi è in entrata, l'invertitore può essere definito logica NO perché di fatto nega l'entrata; si dice anche che la « complementa ». Per indicare questa funzione si traccia, come in figura, una barretta orizzontale sopra il simbolo invertito che viene detto « negato ».

Valgono anche qui — è ovvio — le considerazioni già esposte per il buffer sulla necessità, la funzione e l'utilità della resistenza di collettore sul transistore finale.

L'invertitore ad elementi COSMOS è quello di **figura 23 RS.**

Fig. 23 RS - Invertitore a elementi CMOS. Sei unità di questo tipo sono presenti nell'integrato 4049 sotto schematizzato.



Qui, come si scorge subito, la struttura è più semplice di quella del buffer: il motivo è facilmente compreso se ci si ricorda che il buffer comporta l'aggiunta di uno stadio per ottenere, come si è detto, in uscita lo stesso stato del-

l'entrata. Se si richiede invece un'inversione lo stadio aggiunto non ha motivo d'essere.

Ecco, in sintesi, come si svolge l'azione dell'invertitore.

Supposto uno stato alto entrante (tensione positiva per Vi) il transistore MOS a canale N diventa conduttore: per contro, quello a canale P resta bloccato. Vo (uscita) sarà zero, vale a dire stato basso.

Se, viceversa, è entrante uno stato basso (zero) entrerà in conduzione il transistore a canale P (essendo V_{DD} positiva) e si bloccherà quello a canale N. L'uscita (Vo) sarà pari a V_{DD}, vale a dire a stato alto.

Quando con il regolare funzionamento avviene il cambiamento tra uno stato e l'altro (transitorio di commutazione) entrambi i transistori risultanto in conduzione: solo allora si verifica una certa dissipazione. Si tratta però di tempi estremamente brevi e la conduzione è parziale; per il resto del tempo la corrente che circola è unicamente quella di dispersione del transistore (centesimi di μA). Si può concludere che le logiche COSMOS consumano potenze di un milione di volte più basse di quelle delle logiche a transistori bipolari.

Le porte decisionali

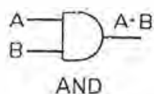
Sinora ci siamo occupati di due tipi di operatori (il SI ed il NO = buffer e invertitore) che — abbiamo visto — sono caratterizzati da una singola entrata e da una singola uscita.

Ben poche decisioni tra quelle necessarie per aver una risposta logica ad un problema al verificarsi di date condizioni possono essere prese da dispositivi così semplici (purtuttavia molto utili) stante che essi limitano la loro azione ad una sola via d'informazione e ad una trasposizione (invertita o meno) dello stato entrante: occorrono logiche che prevedano più ingressi affinché ciascuno di essi possa essere utilizzato per adurre indicazioni provenienti da fonti di informazione diverse. All'uscita (unica) apparirà lo stato voluto solo se risulterà in entrata la giusta combinazione di segnali.

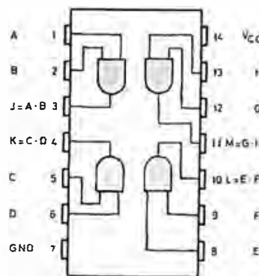
Sappiamo già che è corrente il termine di **Fan-in** per definire, di una porta, appunto, il suo numero di ingressi.

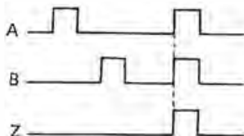
Si può dire che le porte attuanti decisioni siano costruite singolarmente al servizio di un circuito logico denominato **AND** oppure di uno denominato **OR**. Inoltre, abbiamo visto che si può facilmente invertire uno stato d'uscita agendo sul numero dei transistori interni e pertanto, sia per la AND che per la OR può essere presa in considerazione la realizzazione di modelli che offrono un'uscita « negata ». Così facendo si da luogo ad altri due tipi di porta, denominati NAND e NOR rispettivamente.

Le porte decisionali così come devono disporre di più entrate, devono anche poter comandare — mediante la loro singola uscita — un certo numero di dispositivi (assai spesso, altre porte): il numero di circuiti che, posti in parallelo, una porta può efficacemente influenzare caratterizza il **Fan-out** di quella porta.



A	B	Z
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1





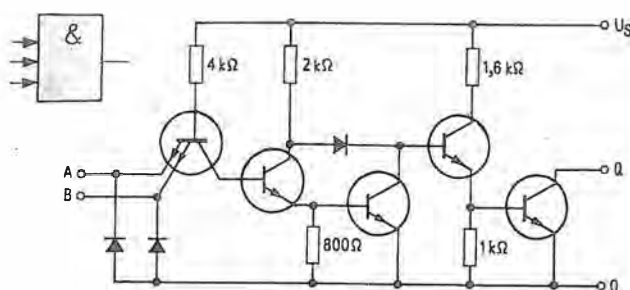


Fig. 24 RS - Schema elettrico di porta AND a transistori bipolari. In alto, a lato, simboli e tabella della verità. Qui a fianco, stati in entrata ed uscita.

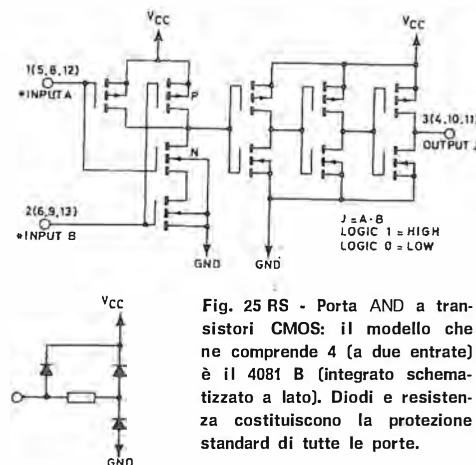


Fig. 25 RS - Porta AND a transistori CMOS: il modello che ne comprende 4 (a due entrate) è il 4081 B (integrato schematizzato a lato). Diodi e resistenza costituiscono la protezione standard di tutte le porte.

La porta AND

Simbolo e tabella delle combinazioni sono riportati in **figura 24 RS.**

Gli ingressi, si è detto, sono due o più; l'uscita è unica.

Come per il buffer e l'invertitore si costruiscono, in pratica, più porte sullo stesso supporto; avendosi un maggior numero di collegamenti per porta e, fermi restando i tipi di supporto standardizzati (14 o 16 piedini), la quantità di porte incluse è minore e sono disponibili solitamente: 4 porte a due ingressi; 3 porte a tre ingressi; 2 porte a quattro ingressi.

Vediamo, sempre alla stessa figura, la conformazione di una AND a due ingressi ed a transistori bipolari.

L'assieme che costituisce la porta AND nei tipi a transistori COS MOS è riportato in **figura 25 RS**; qui abbiamo riprodotto una porta a due ingressi, ripetuta quattro volte sullo stesso supporto.

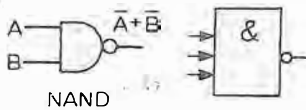
Soltanto **se tutti** gli ingressi (cioè a dire A, B, C, ecc.) di una qualsiasi porta AND prendono lo stato alto (1) è possibile avere in uscita lo stato alto, il che equivale a dire che questa porta decide logicamente se le diverse entrate

sono tutte contemporaneamente sullo stato alto oppure no.

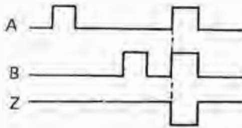
Questa porta può essere definita di « coincidenza » perché il segnale 1 d'uscita, come si è ora detto, è presente solo se tutti i segnali entranti coincidono sul valore 1.

Infine, nel riferimento all'intercollegamento dei suoi transistori può essere considerata (vedendoli come una successione di interruttori) un circuito « serie »: tutti gli ingressi devono diventare contemporaneamente positivi, stante la successione del collocamento dei transistori, per l'ottenimento del risultato.

È interessante rilevare che collegando tra loro le diverse entrate il dispositivo si trasforma in un buffer.



A	B	Z
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0



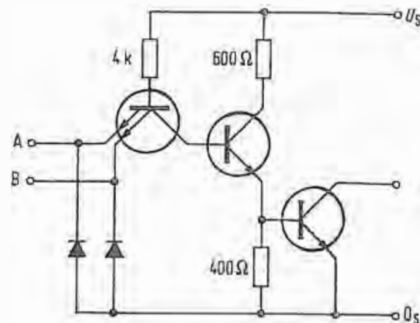
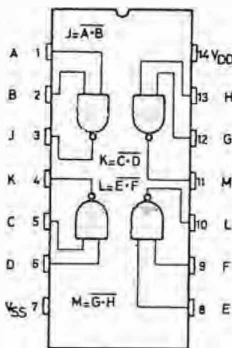


Fig. 26 RS - Porta NAND a transistori bipolari. Dalla tabella della verità si vede come lo stato d'uscita (Z) sia, a parità d'entrate, opposto di quello della AND; la situazione degli impulsi offre la conferma.



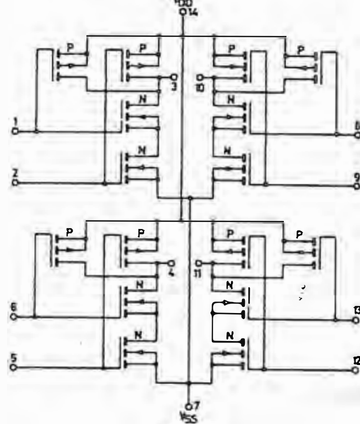
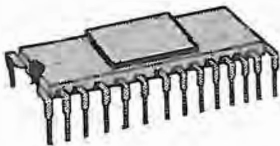
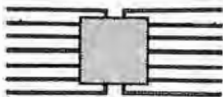


Fig. 27 RS - Porte NAND a CMOS; lo schema ne riproduce quattro. Si tratta dell'integrato 4011 A che le include secondo la disposizione (piedini) riportata.





I circuiti integrati si presentano con supporto-custodia a diversa esecuzione. Spesso, per l'integrazione su larga scala il supporto è ceramico; a volte, per impieghi nei quali si vuole guadagnare spazio, si ha la forma piatta invece della « dual in line ».

La porta NAND

Come si è accennato, la porta NAND altro non è che una AND seguita da un'azione di inversione oppure — il che è lo stesso — una AND privata dello stadio che, prima dell'uscita modifica lo stato.

Sappiamo che per indicare l'inversione nei simboli appare un cerchietto all'uscita; così (**figura 26 RS**) la NAND viene rappresentata dal simbolo già visto per la AND con l'aggiunta del cerchietto.

I costruttori di integrati offrono questo tipo di porta ma si intuisce che anche impiegando una AND ed un Invertitore separati si perviene allo stesso risultato (sia pure in maniera meno economica).

La tabella della verità ci conferma che la situazione è, come detto, complementare di quella AND: mentre in questa tutti i livelli entranti se contemporaneamente alti producono all'uscita il livello alto, con la NAND tutti i livelli entranti, contemporaneamente alti producono all'uscita il livello basso. Si confrontino le due tabelle.

In entrambi i casi — confermiamo — per il risultato voluto i livelli alti devono coincidere.

In **figura 27 RS** quattro porte a transistori COS MOS.

Collegando tra loro le diverse entrate di un dispositivo NAND esso si trasforma in un Invertitore.

Invertire l'uscita di una NAND significa — evidentemente — ritrovarsi con una AND.

Ne consegue che due NAND in serie (di cui la seconda con tutte le entrate tra loro connesse) formano una AND.

Dal momento che tutte le regole dell'algebra logica possono essere ricondotte alla funzione NAND, sia i costruttori di integrati che i progettisti di apparecchiature digitali privilegiano questa logica per la sua versatilità. Di conseguenza la NAND è diventata una specie di **porta universale** e viene usata anche laddove il ricorso ad una logica diversa sarebbe circuitalmente meno complesso. Il poter disporre di porte tutte eguali si traduce in un'economia di approvvigionamento, in un vantaggio del servizio nonché, in ultima analisi, in un'economia; si aggiunga che, come si vede in figura, è frequente l'approntamento di più porte sullo stesso supporto, vale a dire a disposizione con un solo integrato. Le singole porte dell'integrato possono perciò essere collegate tra loro nei diversi modi ai quali abbiamo fatto cenno.

La considerazione ora esposta, sulla preferenza nell'impiego di un tipo unico di porta con adattamenti a molteplici funzioni deve essere però vagliata opportunamente caso per caso se si tratta di apparecchiature da costruire in serie. Inoltre, se l'apparecchiatura è molto estesa circuitalmente e comporta un elevato numero di stadi, funzioni, compiti, è scelta maggiormente professionale ricorrere all'uso degli integrati appositi in quanto frutto di una « minimizzazione » delle operazioni logiche.

Ciò significa, in altri termini, che le espressioni algebriche (così come avviene con l'algebra ordinaria) sono previamente semplificate, evitando di conseguenza la ridondanza, ossia la ripetizione di operazioni, passaggi, e materiali che, ai fini del risultato finale risultano inutili. Nelle contingenze citate i vantaggi economici, di servizio, ecc. sono allora per quest'ultima scelta.

La porta OR

Si supponga che la porta AND — caratterizzata dal fatto di restare sempre allo stato 0 d'uscita a meno che tutte le entrate non presentino lo stato 1 — possa invece collocarsi su questo stato anche se una sola, qualsiasi, delle entrate assume lo stato alto: avremo in tal caso un nuovo tipo di porta logica, denominato **OR.**

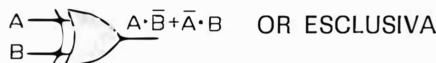
Si può anche dire — esaminando la situazione dal versante opposto — che l'uscita di una OR resta a 0 soltanto se A, B, C, ecc. (entrate) sono a livello 0.

Perciò la porta OR permette di dedurre per via logica se almeno una delle sue entrate si trova allo stato alto oppure, se tutte le entrate si trovano allo stato basso.

Simbolo schematico e tabella della verità della OR sono riprodotti alla **figura 28 RS.**

Assai spesso questo tipo di logica è presente in abbinamento costruttivo con altri tipi: ad esempio, con due AND sullo stesso supporto.

Due Invertitori la cui uscita faccia capo alle entrate di una NAND attuano la funzione OR. E poiché, come abbiamo detto, una NAND può essere trasformata in un invertitore (unendo assieme le sue entrate) ecco che la NAND riafferma anche qui il suo carattere di universalità di impiego: con tre di esse (due usate come invertitrici) abbiamo una OR a disposizione.



OR ESCLUSIVA

Può essere necessario far sì che una sola entrata posta allo stato alto (e mai, invece quando lo sono tutte) dia luogo allo stato alto in uscita: in questo caso il dispositivo che soddisfa tale richiesta è una porta particolare che viene denominata **OR esclusiva**. La si indica con il simbolo di cui alla **figura 29 RS** ove si può osservare la conferma nella Tabella della verità.

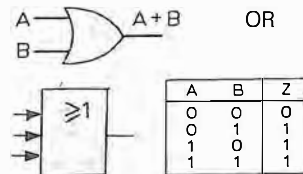
La porta NOR

Così come la NAND è una AND « negata », la NOR è una OR « negata ».

Pertanto, la funzione della NOR risulta essere quella che offre i risultati inversi della OR, ossia uno 0 logico all'uscita se almeno una delle entrate è ad un 1 logico.

Secondo la grafia che il lettore oramai conosce, il simbolo della NOR è eguale (**figura 30 RS**) a quello della OR con la presenza, in più, del segno (circoletto) dell'inversione di stato in uscita.

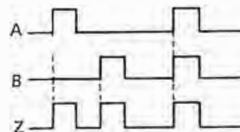
Due Invertitori (che possono essere realizzati anche con due porte universali NAND a entrate unite) la cui uscita sia collegata in parallelo (con resistenza di collettore in comune) attuano una funzione NOR.

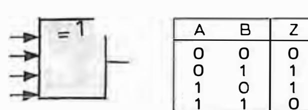


OR

A	B	Z
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

Fig. 28 RS - PORTA OR. **Questa porta, come si vede subito sia dalla tabella della verità che, sotto, dagli impulsi, presenta in uscita (Z) uno stato alto sia quando uno stato simile si trova in A, come in B, oppure in tutte le entrate.**





A	B	Z
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Fig. 29 RS - PORTA OR Esclusiva. **Dà in uscita lo stato alto se tale stato è presente su di un'entrata: ma, se è presente in tutte, l'uscita è allo stato basso, contrariamente alla precedente.**

NOR

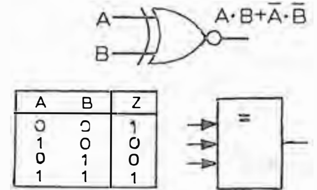
$\bar{A}\cdot\bar{B}$

A	B	Z
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

Fig. 30 RS - PORTA NOR. **Quando in A, come in B, come in tutte le entrate si ha uno stato alto, l'uscita è sempre bassa; solo tutte le entrate su « 0 » danno « 1 » in uscita. Situazioni inverse della OR.**

NOR ESCLUSIVA

Fig. 31 RS - PORTA NOR Esclusiva. **Se su un'entrata (A, B, ecc.) vi è stato alto, l'uscita è sempre bassa; solo con tutte a stato alto o basso, l'uscita è alta. È una funzione che si ottiene in modo più semplice, perciò questa porta non è costruita a se stante.**



A	B	Z
0	0	1
1	0	0
0	1	0
1	1	1

Può essere necessario far sì che una sola entrata posta allo stato alto (e mai invece quando lo sono tutte) dia luogo allo stato 0 in uscita: in questo caso il dispositivo che soddisfa tale richiesta è una porta particolare che viene denominata **NOR esclusiva.** La si indica con il simbolo di cui alla **figura 31 RS.**

L'unità ARITMETICA

Con i dispositivi « porte » — che, si è visto, altro non sono che circuiti di inserzione/interruzione la cui uscita è legata alla condizione presente al loro ingresso — si possono ottenere determinate funzioni logiche che acquistano di conseguenza una loro ben precisa definizione.

Quasi tutte le porte di cui abbiamo detto realizzano funzioni elementari: è ovvio pensare che queste funzioni possano essere tra loro combinate ed associate al fine di procedere nello sviluppo di calcoli di crescente complessità, interdipendenti; quanto meno possano essere — le porte — adottate in gran quantità per accettare grandi numeri (o parole di codice binario) e ridurre i tempi di elaborazione.

Un piccolo esempio di funzione che va oltre la elementarità di una OR o di una NOR è già riscontrabile nelle stesse porte allorché esse sono del tipo « esclusivo ». Se poi, abbiamo una OR esclusiva con una AND (**figura 32 RS**) abbiamo un altro esempio: la possibilità di compiere addizioni logiche di 2 cifre binarie e di disporre del riporto.

Esaminiamo perciò come le due citate logiche, assieme permettano di sommare dei dati. A questo proposito ricordiamo prima le regole dell'adizione binaria, già viste, che ci dicono come:

$0 + 0 = 0$
$0 + 1 = 1$
$1 + 0 = 1$
$1 + 1 = 0$ con 1 da riportare

Ora, riferendoci alla figura possiamo redigere una Tabella della verità che, come è noto, è la sintesi di tutte le possibili combinazioni. Perciò:

entrata a	entrata b	S	R
0	0	0	0
0	1	1	0
1	0	1	0
1	1	0	1

— All'uscita (S) della OR esclusiva si ha 1 quando all'entrata « a » vi è 1 oppure (funzione esclusiva) l'1 è in « b » (vedi sopra i due casi centrali).

— All'uscita (R) della AND si ha 1 quando sia all'entrata « a » che in quella « b » vi è 1 (ultimo caso della tabella).

Così, in S disporremo della somma, completata da quanto apparirà in R che rappresenta la colonna di peso maggiore e che quindi da luogo al riporto.

Per la somma di più di due numeri si procede mediante somme parziali. La tecnica è la seguente: il risultato della prima operazione (di due numeri) viene sommato ad un nuovo addendo; il nuovo risultato è ancora sommato ad un altro singolo addendo, e così via.

Naturalmente l'elaborazione dei dati — anche per ciò che si riferisce all'addizione soltanto — è svolta con logiche un po' più elaborate di quella accennata in figura 32 RS. Esse prevedono, oltre che l'uscita del bit da riportare anche l'entrata di un bit eventualmente riportato il ché, considerando la procedura sopra descritta, è essenziale.

Queste logiche possono perciò essere collegate in modo che il riporto passi dall'una all'altra: ovviamente prendono il nome di **ADDIZIONATORI** (« adder »).

È importante sapere che la sottrazione può essere eseguita — e viene eseguita — come una addizione; il principio di questa procedura si basa sull'iscrizione al posto del sottraendo del suo « complemento » (si complementa ógni singolo bit) con l'aggiunta di 1. Gli integrati appositi, per ciò che riguarda la loro struttura interna, sono costruiti tenendo nel debito conto quest'ultima esigenza. Si veda, ad esempio per il modello che è indicato in **figura 33 RS** come vi siano tre entrate (piedini 2, 5, 7) ai rispettivi addizionatori, tramite le quali si può avviare un segnale di comando quando si deve complementare la somma con un « 1 » logico.

Anche la moltiplicazione e la divisione sono ricondotte all'addizione. Si intuisce una necessità di molte logiche nella stessa apparecchiatura. Inoltre, occorre anche, per agire con numeri grandi, che le entrate siano in quantità adeguate al susseguente sviluppo delle cifre.

Così come avviene per le porte elementari già

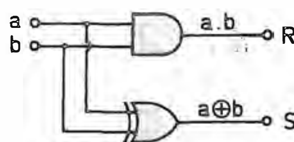


Fig. 32 RS - Combinazione di porte che consente l'addizione di cifre binarie. La porta OR esclusiva, in pratica è sostituita da una coppia di AND precedute da Invertitore, entranti in una OR. Si vedano le tabelle della verità della AND e della OR esclusiva.

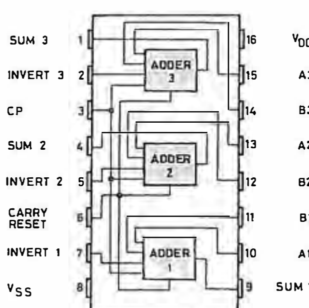


Fig. 33 RS - Tre addizionatori in serie su unico integrato; il modello è il 4032 A. Le addizioni si effettuano alla frequenza di un generatore esterno (d'orologio) il cui segnale è applicato a CP. Il riporto è rimesso allo « 0 » logico alla fine di ogni « parola » applicando un « 1 » all'entrata 6.

Fig. 34 RS - Le piccole calcolatrici, da tavolo e tascabili largamente diffuse, si basano sull'impiego di integrati (LSI) nei quali si accentra sia l'unità aritmetica, sia la decodifica per i diodi LED (o i cristalli liquidi) che formano le cifre, sia — quasi sempre — una funzione memoria.

analizzate, anche per gli addizionatori si prevedono supporti con più elementi interconnessi; l'esempio già citato in figura mostra come all'interno del supporto vi siano tre addizionatori (il simbolo è un semplice rettangolo) e come una connessione trasferisca il riporto dall'uno all'altro.

Una periferica d'entrata ed una periferica d'uscita tra le quali venga inserito un assieme di dispositivi funzionanti secondo la logica binaria, come quelli che sinora abbiamo incontrati, danno luogo già ad una calcolatrice elettronica, ovviamente nella sua espressione la più semplice (le quattro operazioni fondamentali).

Questo assieme inserito tra l'una e l'altra periferica prende il nome di **UNITÀ ARITMETICA** logica.

Apparecchiature del genere esistono e sono quelle calcolatrici tascabili, tra le più economiche, che il mercato offre da tempo. Esse possono sostituire i tipi meccanici per ufficio (figura 3 RS) sebbene presentino l'inconveniente della mancanza di scrittura del risultato; tuttavia, offrono, quasi tutte, alcune particolari agevolazioni dell'impiego nonché la possibilità di elaborare qualche calcolo ulteriore a quello delle 4 operazioni.

Così si riscontrano sulla tastiera (organo di introduzione dei dati e dei comandi), ad esempio, oltre al tasto (C) della cancellazione totale, anche un tasto (CE) che permette la cancellazione limitata all'ultimo dato introdotto. Modelli più elaborati (**figura 34 RS**) permettono di conoscere la radice quadrata, la tangente, il π, il seno, il coseno, il %, ecc.

Una differenziazione si basa anche sul numero di cifre (e di altri segni) che la calcolatrice è in grado di rappresentare sul visore (capacità di visualizzazione): possono essere 6, 8, 10, 12... Quando le prestazioni sono del genere di quelle citate in ultimo e, assai spesso anche più complesse, si usa dire che la calcolatrice è del tipo « scientifico ».





L'unità MEMORIA

Nell'eseguire un calcolo un po' complesso — comportante cioè, una certa serie di operazioni singole — ci imbattiamo di norma, nella necessità di trascrivere provvisoriamente, vale a dire di prendere nota, di alcuni risultati parziali. Ciò perché questi nuovi dati devono essere, al momento opportuno, impiegati nel prosequio dell'operazione.

Quanto ci necessità per soddisfare l'esigenza citata è semplicemente una matita ed un foglio di carta.

Nell'eseguire un calcolo o meglio, un'elaborazione elettronica, in presenza di una eguale necessità dobbiamo in qualche modo trascrivere ciò che ci interessa in un dispositivo apposito, capace di ricevere il segnale (binario) di cui disponiamo, accantonarlo, trattenerlo e ridarce-

lo integro, a comando, non appena ne abbisogniamo.

Oltre a ciò, dal momento che tutto deve essere svolto in modo autonomo (vale a dire senza nostri ulteriori interventi) è necessario che tutte le sequenze di una procedura si susseguano nel dovuto ordine, in altri termini esista un organo possessore del programma dal quale partano le istruzioni.

Per soddisfare le esigenze ora citate sono state create **le memorie.**

Di memorie elettroniche ve ne sono di molti tipi, basate su principî differenti e offrenti prerogative diverse. Questa possibile scelta di modelli permette di ricorrere all'uno o all'altro tipo a seconda che esso risponda di preferenza alle esigenze del caso. Non di rado, la stessa apparecchiatura utilizza tipi diversi di memoria.

Memorie magnetiche

Per meglio illustrare il concetto che conduce alla realizzazione effettiva di una memoria ci richiamiamo anzitutto alla **memoria magnetica**, anche se essa oggi non ha più quella posizione di prevalenza di impiego che ha avuto un tempo.

L'idea di utilizzare un supporto magnetico (tamburo, nastro, disco, anello) per lasciarvi traccia (leggibile) di un impulso (bit) è stata una felice intuizione che ha contribuito grandemente all'espansione dell'elaboratore in quanto strumento di pratico impiego.

TIPI A TAMBURO

I primi sistemi adottati hanno fatto ricorso ad un tamburo rotante (**figura 35 RS**): la sua superficie, cosparsa di un sottile strato (10 ÷ 20 μm) di materiale facilmente magnetizzabile (ad esempio, ossido di ferro o biossido di cromo o nichel elettrolitico) riceve gli impulsi (bit) codificati; essi, tramite « testina », secondo una delle diverse soluzioni magnetizzano una minuscola area, intensamente in presenza dell'1 logico (stato alto) e scarsamente in presenza dello 0 logico.

L'assieme prevede più testine magnetiche affiancate onde sfruttare per il meglio il tamburo nel senso della larghezza. Le testine ovviamente possono anche essere utilizzate in funzione inversa, ossia in lettura, oppure per la lettura vi può essere un'altra serie di testine.

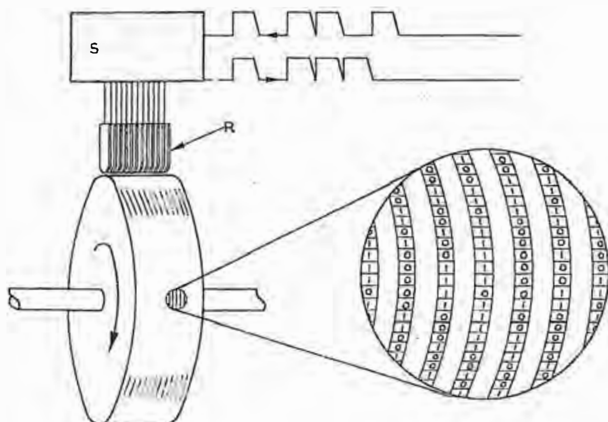


Fig. 35 RS - Le informazioni, costituite dagli impulsi, entrano nell'unità selezionatrice di indirizzo (S) e, a mezzo delle testine R lasciano traccia della loro presenza sulla patina magnetizzabile della superficie del tamburo. In lettura le testine captano e si svolge il processo inverso.

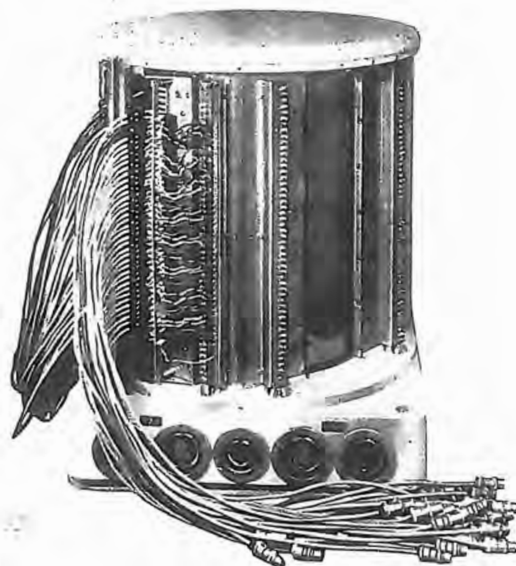


Fig. 36 RS - Tamburo magnetico rotante su asse verticale: velocità = 3 750 giri al minuto; capacità = 665.600 bit. Il tamburo vero e proprio è di rame; diametro di 25 cm e altezza di 32 cm. Le testine sono a circa 6 mm tra loro, su striscia, ma vi sono otto strisce con testine collocate in periferia con leggero sfalsamento in altezza, di modo che le tracce magnetiche risultano a soli 0,8 mm l'una dall'altra.

La densità di registrazione di un simile dispositivo consente da 5 a 10 bit per millimetro e dipende dalla distanza intercorrente tra testine e superficie del tamburo nonché dalla larghezza della traccia (tipo di testina). La frequenza degli impulsi può giungere sino a 100 kHz circa.

La velocità del tamburo deve essere alta perché così si riduce, tra l'altro, il tempo di registrazione nonché quello di accesso alla lettura e, ovviamente, si aumenta la densità. Una tale velocità può identificarsi, ad esempio, in 600 giri al minuto. Inutile dire che le tolleranze costruttive devono essere rigorosissime, la struttura robusta (**figura 36 RS**) e la manutenzione frequente.

La « parola », che come sappiamo comprende un numero fisso di bit a seconda del codice usato (oltre, in questo caso, ad altri bit per identificazione e sincronizzazione) può essere registrata (**figura 37 RS**) col sistema in serie o col sistema in parallelo (pista normale all'asse di rotazione). Nel primo caso si giustifica la forma a tamburo a diametro grande rispetto allo spessore di cui alla figura 35 RS; nel secondo caso il supporto rotante assume di preferenza la forma di un cilindro lungo (lunghezza maggiore del diametro); esempio 30 e 15 cm rispettivamente.

Sull'estremità del cilindro una traccia reca degli impulsi di riferimento che possono essere

1 PAROLA

0	1	0	1	0	0	1
1	1	0	0	1	0	1
1	1	1	1	0	0	1
0	0	1	0	1	0	1
0	0	0	1	0	0	1
1	0	0	0	1	1	1
0	0	1	0	0	0	1

Fig. 37 RS - Se vi sono altrettante testine quanti i bit della « parola » quest'ultima può essere registrata in un unico tempo: è il sistema in parallelo. Con parole di molti bit e velocità elevata si verificano disallineamenti che compromettono il sistema.

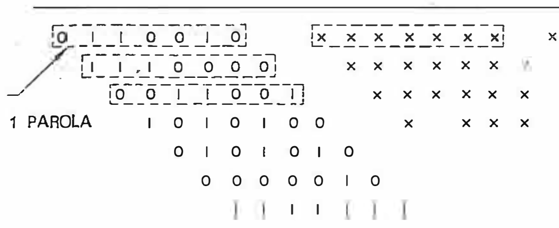


Fig. 37 bis RS - Quando i bit di una parola giungono l'uno dopo l'altro si ha il sistema seriale. Le parole si dispongono sulla superficie magnetica così come in figura, spaziate tra loro e spaziate come piste: ciò riduce di molto la possibilità di interferenze di bit.

meglio definiti impulsi di cadenza; con essi si attua un'azione di sincronizzazione che lega la presenza dei segnali (dati) con la velocità.

Per poter leggere una determinata parola precedentemente iscritta in memoria si hanno nel calcolatore, come vedremo più avanti, dei segnali di **indirizzo.** Nel presente caso il reperimento della parola si fa confrontando questi dati con quelli, contati, che il tamburo può fornire mediante la traccia degli impulsi di sincronismo di cui si è detto.

Si suole definire **distruttiva** e **non distruttiva** una memoria a seconda che l'azione di lettura provochi o meno la scomparsa del dato registrato dal suo supporto.

Si suole definire **dinamica** o **statica** una memoria a seconda che la sua utilizzazione richieda o meno azioni ripetute per conservare i dati o permetterne la lettura. È evidente che il tipo di memoria a tamburo non è distruttivo e nonostante la meccanica possiede la staticità dell'informazione.

Dal momento che l'accesso ai dati registrati (ed anche a piste non registrate per effettuarvi, appunto, la registrazione) è **casuale**, la memoria in questione rientra nel tipo detto **RAM** (Random Access Memory).

Per accesso casuale, diretto, si deve intendere che (mediante segnale di indirizzo, ben inteso) quando si vuole reperire un qualsiasi punto della memoria non è necessario, ogni volta, effettuare la lettura a partire dall'inizio della registrazione. Questa servitù si ha, per contro, con i tipi a nastro, come vedremo; le memorie che vi sono soggette sono definite **seriali** (il dato è ritrovato nella successione di tutti gli altri che lo precedono, il che è come dire che è « in serie »). Un'altra definizione, più propria è quella di **sequenziali.**

TIPI A DISCO

Il materiale ferromagnetico anziché su di un tamburo è depositato sulle superfici piane di un disco. Le dimensioni, il tipo e le quantità di dischi impiegati per formare la memoria variano molto: a volte si prevede la possibilità di aumentare la capacità della memoria con l'aggiunta di dischi in tempi successivi. Tra l'altro, nelle costruzioni più recenti si possono estrarre tutti i dischi assieme, per inserire al loro posto un'altra pila: così si può in breve tempo mettere in funzione facilmente la memoria destinata ad uno specifico impiego.

La **figura 38 RS** mostra un esempio di realizzazione, di vecchia data, che comporta la presenza di 50 dischi. Come si vede, questi sono montati

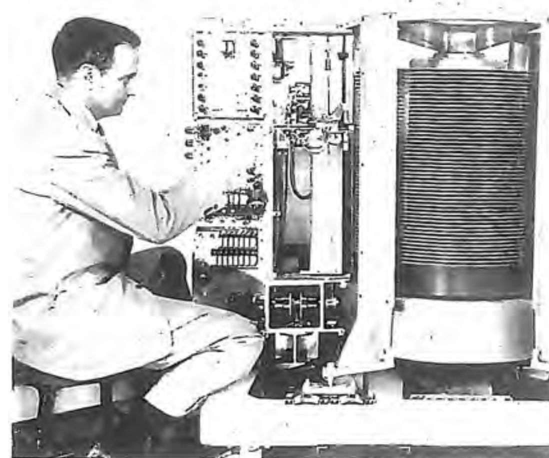


Fig. 38 RS - Memoria a dischi, di vecchio tipo. La rotazione è di 1 200 giri al minuto. Le informazioni sono registrate su entrambe le facciate dei dischi. Capacità = 5 milioni di bit; accesso nell'ordine di millisecondi.

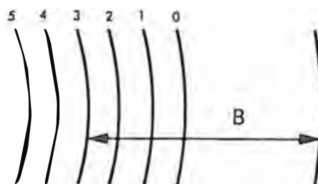


Fig. 39 RS - Un meccanismo di precisione deve far coincidere testine e pista. Come riferimento dell'individuazione di quest'ultima si può prendere il bordo del disco e stabilire da distanza B per ciascuna pista.

su di un albero, che è rotante, e sono a breve distanza l'uno dall'altro.

Per ogni singolo disco vi sono più testine magnetiche, posizionate in maniera da creare ciascuna la propria pista, che non interferisca con le piste vicine. La pista — a differenza di quella di un comune disco fonografico, che è una spirale continua — è un unico cerchio chiuso. Il risultato è un gran numero di piste concentriche la cui distanza dal bordo del disco (**figura 39 RS**) è rigorosamente quotata perché costituisce un parametro di localizzazione quando si deve, in lettura, reperire un dato specifico.

Il particolare ora citato ci fa comprendere che anche questo tipo di memoria così come quello a tamburo, è « casuale » ed è perciò una RAM. La densità, in altri termini la capacità di accumulazione è molto elevata, assai più di quella del tamburo.

Vi sono sistemi simili a quello di **figura 40 RS** che hanno una capacità di quasi 200 milioni di caratteri ASCII da 7 bit.

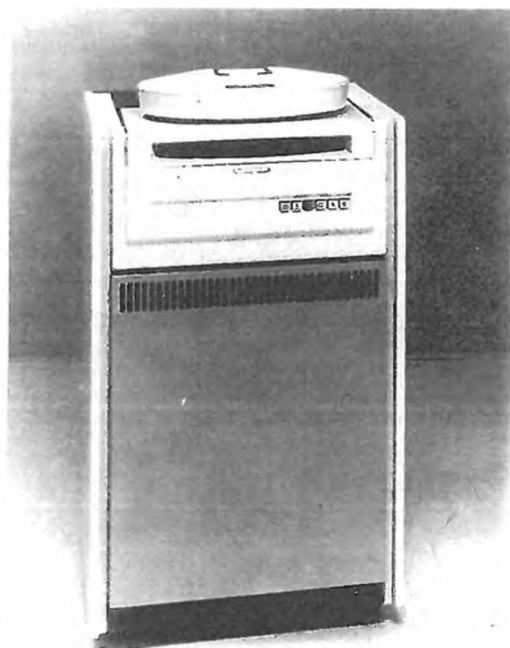


Fig. 40 RS - Memoria a dischi con unità di caricamento dall'alto. L'accesso può essere anche doppio: la velocità di trasferimento è di 1,25 nanosecondi per bit; il tempo medio di accesso è di 28 ms. Il costo per bit è tra i più bassi.

Nelle moderne memorie a disco sono previste « unità di caricamento » rappresentate da un contenitore che può essere estratto ed inserito dall'alto ed ha l'aspetto di ciò che si vede in figura. Il tempo di accesso varia a seconda della struttura più o meno grande e va da 15 a 700 ms.

In questa categoria di memorie bisogna citare il tipo che fa ricorso ad un disco flessibile (**floppy disc**) e che è più economico. Il disco è reperibile con due diversi diametri, standardizzati a 13 ed a 20 cm; su quest'ultimo diametro trovano posto 77 piste e su di una superficie si possono immagazzinare fino a 250 mila caratteri.

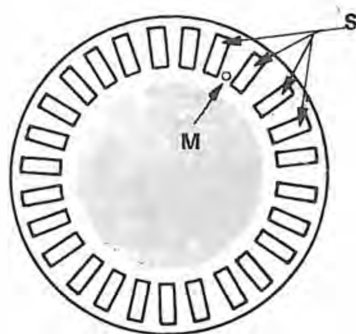


Fig. 41 RS - Disco flessibile (« floppy-disc »). Se le piste all'atto della loro formazione sono suddivise in settori (S) si potranno successivamente individuare i caratteri di settore mediante i 2 parametri: N° di pista e N° di settore. Uno o più fori (M) tra i settori agevolano la selezione di questi ultimi.

Dato che si utilizzano, come si è detto in precedenza, tante piste ciascuna delle quali costituisce un cerchio, ovviamente le piste prossime al bordo risultanto più lunghe di quelle vicine al centro del disco. Bisogna considerare queste ultime quando si tratta di stabilire la densità di iscrizione, perché non si possono addensare i bit oltre alla quantità in cui iniziano a verificarsi fenomeni di influenza reciproca. E poiché ciascuna pista immagazzina la stessa quantità di informazioni, le piste vicine al bordo (maggiore diametro) presentano una densità molto minore.

In fase di lettura bisogna identificare sia la pista sia la posizione sulla pista in cui l'informazione che interessa è stata scritta. A questo scopo il disco vergine viene per prima cosa suddiviso in settori, la tracciatura dei quali è opera dell'elaboratore stesso a seguito dell'azione proveniente da un apposito codice.

Questa operazione, senza della quale non sarebbe poi possibile localizzare alcun dato è agevolata dalla presenza di un foro praticato sul disco (**figura 41 RS**). A volte, Vi sono più fori di separazione: uno tra ogni settore.

A **figura 42 RS** un altro tipo di memoria magnetica, quello a nastro.



Fig. 42 RS - Elaboratore elettronico corredato di numerose memorie magnetiche. Oltre a queste si scorgono gli altri elementi (dei quali ci occupiamo più avanti) che sono tastiera, visualizzatore e stampante.

TIPI A NASTRO

Se si considera un momento il principio di funzionamento di un registratore a nastro o — per meglio dire, il modo in cui esso è strutturato e svolge il suo compito — si intuisce subito che questo tipo di memoria è obbligatoriamente sequenziale (e perciò, non casuale come i due tipi già esaminati). Infatti, data l'indispensabile trazione meccanica del nastro per l'uso, ci si trova costretti — per reperire un'informazione — alla lettura di tutte le altre informazioni che sul nastro la precedono.

La detta necessità di svolgimento del nastro, per quanti accorgimenti meccanici si prendano, porta comunque ad un tempo di accesso che è tra i più lunghi e che va da alcuni millisecondi a diversi secondi.

Un pregio di questa memoria sta, per contro, nell'elevata densità di accumulazione: 400 parole circa (di 8 o 10 bit) per centimetro di nastro.

Fatte le debite proporzioni un registratore creato per questo impiego assomiglia molto ai noti registratori a bobine reperibili in commercio per le esecuzioni musicali: vi sono due bobine ed il nastro è trasferito dall'una all'altra passando davanti alle testine di magnetizzazione-lettura. È la parte meccanica che è assai più complessa perché, tra l'altro, per ridurre i tempi sono previsti dispositivi atti a conferire un'alta velocità di avviamento nonché un arresto ed un'inversione di marcia quando più rapide possibili.

Con l'impiego di due distinti « capstan » (puleggie di trascinamento) ruotanti in continuazione in senso opposto, si riesce — trasferendo il nastro dall'uno all'altro con azione di un elettromagnete — ad avviare, arrestare e far ripartire in senso opposto in soli 10 millesecondi. A volte, per lo spostamento del nastro da un capstan all'altro si sfrutta un'azione di vuoto d'aria.

È molto importante che il nastro offra un'inerzia veramente trascurabile quando deve essere catturato dal capstan; perciò, il nastro tra bobina e capstan non è mai teso, bensì segue un percorso ad ansa e ne rimane un certo tratto intermedio che non offre alcuna resistenza al repentino richiamo provocato dalla puleggia.

Naturalmente bisogna fare in modo che questa riserva di nastro libero si ricostituisca ogni volta, ciò che si ottiene agendo sul meccanismo motore della rotazione delle bobine. Per precisare meglio diremo che ·allungamento e accorciamento del nastro, occultando o meno due raggi luminosi diretti a fotocellule danno luogo a segnali che modificano opportunamente gli arresti sì da formare sempre la riserva.

È possibile anche fare ricorso, per realizzare una memoria magnetica a nastro, ad un sistema ben noto nel campo della riproduzione sonora: quello che vede l'uso delle « cassette ».

Occorrono, naturalmente, registratori rispondenti alle severe esigenze del caso e nastri magnetici di alta qualità perché in questo impiego (a carattere logico) difetti anche minimi possono subito compromettere in modo drastico l'utilità di tutta una registrazione e di una lettura, a differenza di quanto accade nell'impiego analogico (voce o suono) col quale la validità del tutto, in contigenze analoghe, non viene compromessa.

Nonostante quanto ora detto si presentano casi in cui ci si può servire anche di unità a cassetta con caratteristiche correnti, vale a dire non necessariamente professionali. È d'uso, ad esempio, per gli elaboratori di esigenze ridotte (« microcomputer ») di cui diremo, una memoria nella quale i bit non sono trasferiti al nastro nella loro forma di impulsi bensì in quanto note di Bassa Frequenza.

Tale geniale procedimento, che trasforma il bit 0 ed il bit 1 in due diverse note musicali non è peraltro nuovo: nella trasmissione via radio o su linee telefoniche di segnali del codice della telescrivente si impiega da oltre mezzo secolo lo stesso metodo.

La registrazione dei bit trasformati in note audio ha diversi pregi, il primo dei quali è la sua economicità: se non si oltrepassa il centinaio di caratteri al secondo nella velocità di lettura, l'affidabilità resta sufficiente.

Naturalmente non si è in presenza di una memoria di per se veloce e, oltretutto, permangono i tempi lunghi dell'accesso che caratterizzano le memorie sequenziali.

Sono stati introdotti alcuni accorgimenti per impedire che un eventuale difetto localizzato sul nastro comprometta tutto il contenuto della cassetta rendendola inutilizzabile. Uno di essi consiste nel registrare ciascun brano due volte, a breve distanza sul nastro l'una dall'altra. In altri termini, si ricorre ad una registrazione « ridondante » che dimezza evidentemente la capacità totale dell'immagazzinamento utile, ma salva il tutto perché il brano compromesso, ad esempio un graffio sul nastro (o comunque alterato in un punto) si ripresenta subito dopo in forma integra.

La sostituzione di brani (ad esempio, in un elenco di indirizzi) non è certamente agevole. Per far si che la diversa lunghezza tra i due messaggi impedisca l'inserzione (il nuovo testo potrebbe essere più lungo) si deve adottare un sistema che obblighi preventivamente ciascun brano alla stessa lunghezza di nastro. Comunque sia, la procedura resta complessa e poco pratica, ciò che consiglia sempre l'addozione di un'unità (cassetta)ulteriore (scrittura e lettura).

TIPI A NUCLEO

Al lettore è noto il comportamento di un corpo magnetico duro in presenza di un flusso magnetizzante: trattando della registrazione (pagine 16, 17 gh e seguenti) abbiamo visto in proposito che tale comportamento si conforma al « ciclo di isteresi » e che quest'ultimo, tradotto in forma grafica, porta alla classica configurazione rappresentata in **figura 43 RS**. Il ciclo di isteresi ci dice che la magnetizzazione, cessato il flusso, permane in « Br » per un certo senso della corrente e raggiunge « —Br » con l'applicazione di una corrente di magnetizzazione di senso opposto.

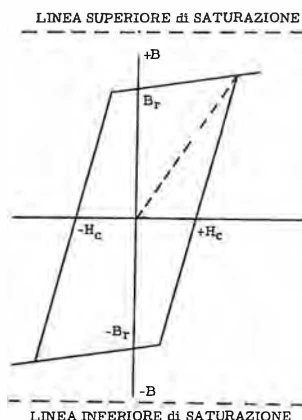


Fig. 43 RS - Curva tipica (di isteresi) della magnetizzazione sino alla saturazione che mostra i due stati sfruttati per stabilire l'« 1 » e lo « 0 » binari. La linea tratteggiata indica l'andamento della corrente: un piccolo aumento oltre Br commuta rapidamente il nucleo da uno stato all'altro.

Scegliendo uno dei due citati punti « Br » per lo stato « 1 » e l'altro per lo stato « 0 » si realizza una cella di memoria.

Naturalmente, si rende evidente la necessità di un grandissimo numero di tali celle dato che ciascuna di esse rappresenta unicamente un bit. Il costo elevato che ne consegue è uno dei motivi che ha portato al progressivo abbandono di questo tipo di memoria.

Come materiale del nucleo si sceglie la ferrite che offre un ciclo di interessi sufficientemente rettangolare e presenta perdite trascurabili per correnti parassite. Le dimensioni delle singole celle sono contenute quanto più possibile e di per se sono veramente ridotte (l'anellino magnetizzabile può avere un diametro di soli 0,3 mm) ciò non toglie che dovendo formare più reticoli (**figura 44 RS**) l'assieme raggiunga un ingombro di una certa importanza. Si suole abbinare un certo numero di piastre contenenti ciascuna un reticolo per poter disporre delle celle totali necessarie.

Per magnetizzare non occorre un avvolgimento bobinato sul nucleo: è sufficiente un conduttore attraversante il centro dell'anellino e ciò grazie sia al tipo di materiale che alla sua forma toroidale la quale, essendo l'anello chiuso senza traferro non da luogo, si è detto, a flussi dispersi.

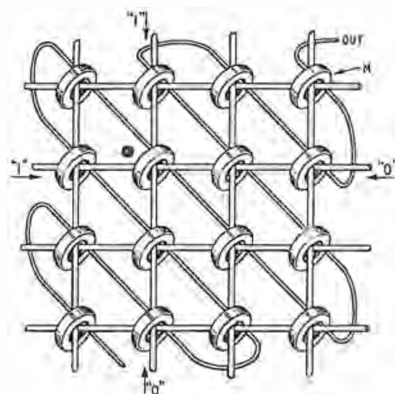


Fig. 44 RS - Reticolo di nuclei magnetizzabili facente parte di una memoria. Solo la somma delle correnti che viene a coincidere in un nucleo (tacca nera in figura) ha effetto determinante: un conduttore che attraversa diagonalmente tutti i nuclei raccoglie per induzione tali effetti (lettura) disponibili come impulsi all'uscita (« out »).

In pratica si impiegano per la magnetizzazione due fili che sono disposti, l'uno verticalmente (colonna) e l'altro orizzontalmente (riga) sì da creare una rete di coordinate X - Y (vedi figura).

La corrente di magnetizzazione è suddivisa sull'uno e sull'altro conduttore; la corrente che si fa circolare in un solo filo non è sufficiente a modificare lo stato di magnetizzazione che subisce un'inversione solo se alla corrente di un filo (poniamo, quella della colonna) si aggiunge quella del secondo filo (riga).

In questo modo solo nel punto di coincidenza dei due conduttori — e perciò solo in un nucleo — si può avere un effetto e l'effetto è

l'iscrizione di un 1 o di uno 0 a seconda del senso che ha la corrente dell'impulso circolante.

Per leggere la memoria si applicano nuovamente degli impulsi ai due fili appropriati: se un certo nucleo è allo stato 1 l'arrivo su di esso di un impulso di direzione 0 lo commuta di stato (cioè lo porta a 0). Al verificarsi di questo evento si crea un notevole flusso che induce su di un terzo filo, trasversale (vedi figura); esso può essere definito conduttore dell'uscita.

Un impulso sul filo d'uscita ci indica perciò che un 1 era colà registrato. Ma, se l'impulso di lettura di cui sopra (a direzione 0) coincide con una cella che già si trova allo stato 0, non si verifica alcun mutamento, perciò nessun flusso è indotto né, di conseguenza, si ha segnale in uscita. Ciò indica che nella memoria in quel punto era stato registrato uno stato 0.

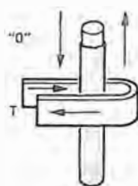
La lettura dei bit 1, si è visto, riporta allo stato 0 i nuclei che li contenevano e ciò « distrugge » quanto si aveva di registrato. Si può però provvedere, mediante un quarto filo nel nucleo, al ripristino del programma. All'uopo si invia lo stato 1 su tutti i nuclei ma, a mezzo del conduttore testé detto, lo si annulla per quei nuclei che prima erano già allo stato 0: questo filo perciò è detto di « inibizione ».

Se all'apparecchiatura che utilizza memorie di questo tipo viene a mancare la corrente durante il funzionamento (sviluppo di un calcolo o altra serie di operazioni) nulla è compromesso: il seguito può essere successivamente sviluppato ripartendo dal punto in cui si era giunti. Per altri tipi di memorie, di cui ora diremo, ossia per le memorie a semiconduttore, si rendono necessari onerosi interventi al fine di evitare la perdita di tutto il lavoro già svolto in caso di mancanza di energia elettrica.

Questa differenza di comportamento — che giustifica tuttora l'uso delle memorie a nuclei in diversi casi — rende evidente la definizione di una caratteristica relativa alle memorie che la suddivide in **« volatili »** e **« non volatili ».**

Oltre a quelli sin qui esaminati vi sono altri tipi di memorie magnetiche: citiamo i tipi a « **filo** », che si basano sul magnetismo residuo trasferito ad un conduttore (**figura 45 RS**) anziché ad un nucleo. Il filo, di rame, è ricoperto di materiale ferromagnetico: la magnetizzazione è differenziata, ed è infatti, facile nel senso del diametro e difficile nel senso dell'asse del filo. La lettura, che avviene col conduttore stesso, non è distruttiva.

Un altro tipo è quello detto a « **bolle** ». Su di un sottile film magnetico l'applicazione di un campo continuo ad esso perpendicolare crea dei «dominî » magnetici cilindrici (**figura 46 RS**). Il campo in questione è ottenuto a mezzo di un magnete permanente e ciò assicura anche la non volatilità dell'informazione. I dominî hanno polarità opposta a quella del film. Con un campo magnetico rotante si possono spostare le bolle per tracce stabili (vedi figura): la presenza della bolla in determinati punti indica stato 1, l'assenza stato 0.



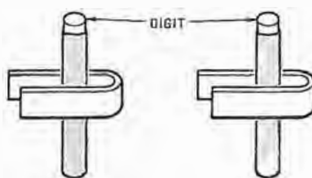
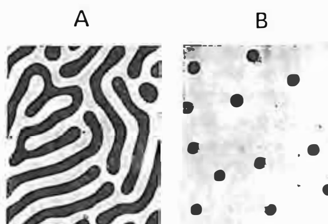
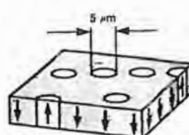


Fig. 45 RS - Un conduttore ricoperto di un sottilissimo strato magnetizzabile è alla base delle memorie a filo che superano grandemente in velocità quelle a nucleo e sono meno costose nella fabbricazione. T indica la corrente di « parola ».





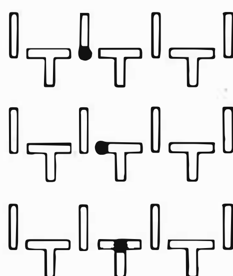


Fig. 46 RS - Un film magneticamente neutro (A) dà luogo a « dominî » cilindrici (bolle) se sottoposto a campo magnetico (B). Ruotando il campo le bolle si spostano: si favorisce il percorso creando una struttura di preferenza (a T o a I) nel film. La lettura si basa sulla variazione di conduttività o sull'effetto Hall: la presenza della bolla indica stato « 1 ».

Memorie a semiconduttore

Le memorie sin qui esaminate hanno in comune anzitutto una grande capacità, la non volatilità, una lettura non distruttiva e una velocità d'azione relativamente bassa: sono dispositivi meccano-magnetici a grande ingombro e possono essere quasi tutte accomunate nella definizione di **memorie di massa.**

Ad esse sono confidati dei programmi che queste memorie hanno la particolarità di mantenere nel tempo; per non impegnarle nella temporaneità dell'elaborazione si affiancano loro — lo abbiamo già detto all'inizio — altri tipi, di minore capacità ma più veloci (e meno ingombranti). Queste memorie, che utilizzano per la maggior parte la tecnica dei semiconduttori sono genericamente definibili **memorie operative.**

Non è difficile immaginare quali sostanziali vantaggi la tecnologia dei semiconduttori possa aver apportato ed apportare ancora in questo settore, non dimenticando, tra l'altro che a monte della memoria già si trovano le porte — elementi che come ben sappiamo sono ora unicamente a transistori — e a valle, quasi sempre degli amplificatori.

L'integrazione, in quanto criterio tecnologico, naturalmente ha approfittato di ciò, e sono apparse quindi memorie a semiconduttore incorporanti i circuiti di decodifica, quelli di amplificazione d'entrata, d'uscita, nonché di indirizzo.

Inoltre si sono potute elaborare memorie specifiche per compiti differenti, soddisfacendo così nel modo più razionale particolari servizi.

Proprio sotto questo aspetto, è bene aver presente perciò come effettuare una scelta ai fini di un progetto; e per il non progettista è altrettanto opportuno conoscere quali sono le prerogative dei tipi con i quali può avere a che fare in un'apparecchiatura.

Ecco dunque dei cenni preliminari e fondamentali per un rapido orientamento nel già vasto panorama di memorie a semiconduttore.

Ovviamente, sono di primaria importanza i dati di accesso (tempo tra l'introduzione dell'ordine di lettura e informazione fornita in uscita) e la capacità di magazzeno in termini di bit.

I transistori adottati (bipolari o MOS) caratterizzano queste caratteristiche. Come già si sa i bipolari sono più veloci e quindi per il primo dato diremo che esso è assai più basso: dell'ordine dei 10 ns. I MOS, sotto questo aspetto per il passato sui 200 ns, possono però già scendere, oggi, attorno ai 50 ns.

Sull'altro elemento (capacità) la differenza è tutta a favore delle memorie MOS (e COSMOS) che sono facilmente reperibili, ad esempio, con 4096 cifre (dette 4 K bit). Contro i tipi bipolari a soli 1024 bit.

I dati citati possono orientarci a proposito delle memorie dette « statiche », ad accesso casuale, quelle cioè che offrono la prerogativa di una

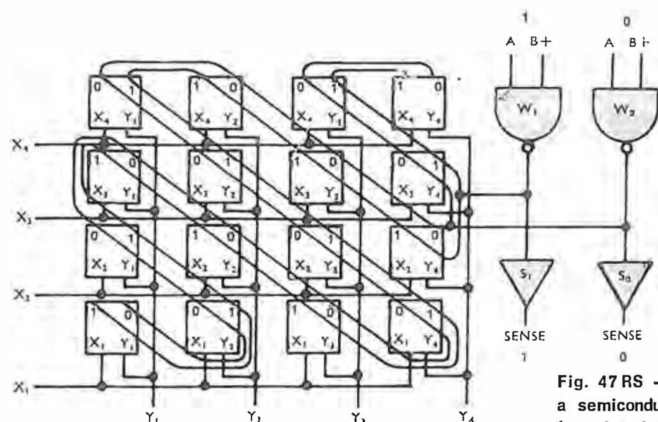


Fig. 47 RS - Memoria a semiconduttori, di 16 bit (transistori bipolari - mod. 7481). Può essere considerata sia come memoria di 16 parole da 1 bit come di una parola di 16 bit (funzionamento seriale); se ne possono collegare diverse assieme. È « volatile ».

iscrizione e di un reperimento dell'informazione a qualsiasi momento e per qualsiasi posizione; esse sono classificate (lo abbiamo visto occupandoci delle memorie di massa) RAM.

UNA RAM

L'esempio che riportiamo in **figura 47 RS** ci permette di comprendere come è strutturata una di queste memorie.

Vediamo anzitutto che vi sono 16 celle (da 1 bit, ovviamente) predisposte in maniera analoga a quelle a nucleo magnetico. La matrice qui è formata 4 × 4, nel senso che si hanno collegamenti comuni (linee di indirizzo) quattro volte (4 per l'asse X e 4 per l'asse Y). Questa predisposizione permette di raggiungere una qualsivoglia singola cella usufruendo contemporaneamente di una linea X e di una linea Y (punto utile = intersecazione).

Che cosa siano queste celle, e come funzionino, lo vedremo tra breve: per ora diciamo che esse si basano sullo stato che un particolare circuito a transistori può assumere e **conservare:** in altri termini questo circuito, che è detto **bistabile** (oppure « flip-flop ») può ricevere, trattenere e restituire un'informazione binaria.

È indispensabile che la polarizzazione (alimentazione) sia sempre presente durante l'impiego: se, anche per un istante, manca la tensione l'informazione immagazzinata va persa completamente (memoria volatile) in quanto i bistabili assumono uno stato del tutto casuale.

Per iscrivere l'informazione si deve avviare uno stato logico alto (1) all'entrata A di W 1 se il bit è 1 oppure all'entrata A di Wo se il bit è 0. I conduttori di selezione X ed Y interessati alla cella che si vuole attivare devono essere portati anch'essi al livello 1.

La lettura di una cella (la lettura non è distruttiva) è resa possibile portando i conduttori che localizzano la cella al livello alto mentre W1 e Wo vengono lasciati a livello basso.

Se una cella letta si trova a livello 1, l'uscita di S1 fornirà uno 0, mentre l'uscita di So sarà allo stato 1. Se la cella letta si trova a stato basso, per contro, l'uscita di S1 denuncerà 1 e quella di So sarà bassa.

LA CELLA

Collegando tra loro due transistori nel modo

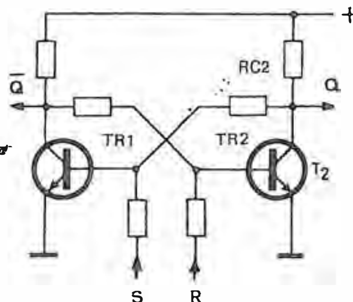


Fig. 48 RS - L'unità fondamentale o cella di memoria è costituita dal « flip-flop ». Quando un transistore conduce, l'altro è interdetto. La condizione è stabile ma l'introduzione di un impulso può invertirla rapidamente, ciò significa passaggio da uno stato all'altro del sistema binario.

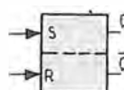


Fig. 49 RS - Simbolo del « flip-flop RS » secondo la normalizzazione CEI. Le lettere « S » ed « R » indicano SET (posizionamento su « 1 ») e RESET (su « 0 »). Non sempre è formato da due transistori: spesso, da 2 « porte ».

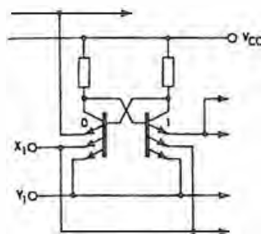


Fig. 50 RS - Nella memoria di figura 47 RS le singole celle sono realizzate mediante un circuito « flip-flop » come questo. I due transistori presentano 3 emettitori, uno dei quali serve come sensore di lettura: gli altri 2 sono di indirizzo (X1 e Y1).

riportato in **figura 48 RS** (schema di principio) si attua un circuito detto multivibratore. Esso presenta la caratteristica — che nella memoria testé citata è messa a profitto — di conservare indefinitamente una condizione (restare stabile) su una di due condizioni possibili che può assumere (da qui il nome di « bistabile »).

Più esattamente, se dall'entrata S (che viene detta entrata di « set ») si introduce un impulso (= 1 logico), l'uscita Q assume il livello logico 1 mentre l'uscita $\overline{Q}$ presenta il livello basso (0).

Se l'impulso di un 1 logico è applicato all'altro ingresso, indicato R (entrata di « reset ») i due livelli d'uscita sopracitati si invertono tra loro.

L'ingresso non usato va tenuto al livello basso.

Gli stati logici assunti in un caso o nell'altro rimangono anche dopo che il segnale d'ingresso è stato tolto.

La presenza dello stato 1 all'uscita Q si giustifica in quanto con l'impulso (positivo) introdotto in 5 si polarizza positivamente la base di TR1: fluisce allora corrente di collettore ciò che fa cadere la tensione a questo elettrodo a pressoché zero ($\overline{Q}$ = 0). Anche la base di TR2 in quanto connessa direttamente al collettore di TR1 assume tale potenziale basso. In questa condizione TR2 non può condurre, ed al suo collettore (non essendovi corrente attraverso RC2) Q si trova allo stato 1 (pari come livello a quello della tensione d'alimentazione).

Come si è detto, anche se il segnale d'ingresso viene tolto, l'uscita resta sullo stato alto in quanto vi è un collegamento tra il collettore di TR2 e la base di TR1 che trasferisce a quest'ultima la tensione, mantenendola positiva: di conseguenza, anche $\overline{Q}$ resta a 0.

Un impulso positivo introdotto da R che polarizzi la base di TR2 provoca la ripetizione, in senso inverso, della manifestazione: in altre parole, il circuito viene riportato al suo stato originale.

Quello che abbiamo esaminato è uno dei tanti, possibili tipi di multivibratore. Esso è noto come **RS** ed agisce — come si è visto — quale memoria di un bit. Può essere realizzato anche impiegando delle « porte » sia NAND che NOR.

Il simbolo schematico di questo bistabile è quello di **figura 49 RS.** Per poter raggiungere la capacità di memoria voluta, naturalmente occorre un grande numero di celle, da combinare tra loro in modo anche da soddisfare la formazione di « parole » di diversi bit ciascuna.

La **figura 50 RS** mostra questo circuito nella forma che esso assume in una memoria completa, più esattamente quella vista in figura 47 RS.

Gli altri tipi di multivibratore (la dicitura più corrente è quella di flip-flop già ricordata) sono differenziati con le sigle D, JK, T, CRS, MS e rispondono ciascuno ad impieghi particolari.

Altri tipi di memorie

Sempre restando nell'ambito delle memorie a

semiconduttore è importante mettere in evidenza, a questo punto, che è di largo impiego un tipo qualificato **dinamico**; esso deriva dall'applicazione della tecnologia MOS al settore memorie.

Ovviamente, questa tecnologia che è apprezzata per l'economia di spazio consentita in fabbricazione e l'economia di energia permessa in esercizio, doveva raggiungere, in uno con l'integrazione su larga scala, questo settore determinante dell'elaboratore.

Le memorie dinamiche possono contenere sino a 16.384 bit su di una sola piastrina (16 K) mentre abbiamo visto che le statiche MOS arrivano a 4 K.

L'informazione è iscritta sotto forma di carica capacitiva che agisce sul « gate » di un transistore MOS; affinché le cariche non si disperdano è necessario compensare regolarmente quanto si esaurisce a causa delle resistenze parassite, e ciò avviene a brevissimi intervalli di tempo (non oltre 1 ms).

Questa operazione di rigenerazione (« refreshing ») si fa avviando un segnale sulle linee di indirizzo, una riga o una colonna alla volta; il segnale è conseguente ad una previa lettura e si ripresenta soltanto dove la carica già esiste.

Quando l'elaboratore deve svolgere più volte, a distanza di tempo, una serie di operazioni che hanno in comune molti dati che si ripetono, eguali (ad esempio una serie di nomi, di indirizzi, ecc.), si può far sì che essi rimangano in permanenza in una apposita memoria. Così anche quando tutto un programma di elaborazione (istruzioni a macchine per la fabbricazione di un pezzo, ad esempio) è memorizzato, è certamente più pratico conservarlo già registrato che non iscriverlo e leggerlo ad ogni impiego. A questo scopo si hanno le memorie **ROM** (Read-only memory) che il fabbricante fornisce già registrate e che possono essere soltanto lette; tipiche quelle per generare caratteri o trasformare codici.

Una variante a questo tipo è la **PROM** predisposta per l'iscrizione da parte dell'utente, di un programma che può essere ripreso, ad esempio, da un nastro o da un disco. Il programma non può più essere sostituito una volta registrato. Per contro vi sono memorie di questo tipo (**figura 51 RS**) che possono essere cancellate (esponendole a luce ultravioletta) e riscritte: prendono il nome di **EPROM.**

Dal momento che un « flip-flop » rappresenta una memoria (di un solo bit) e che, come sappiamo, unendone diversi si può memorizzare una parola si è vista l'opportunità di rendere possibile il trasferimento dell'informazione da un « flip-flop » all'altro. In questo modo, ricorrendo ad una sequenza di appositi impulsi (di spostamento) che comanda contemporaneamente tutte le celle presenti si può far scorrere la parola (a destra o a sinistra). L'assieme è una particolare memoria detta **registro di scorrimento.**

L'evoluzione in questo settore (memorie) è continua. Si sono sperimentati con successo dispositivi basati su diversi principi fisici o fisicochimici e ne sono scaturite memorie ottiche, ovoniche (semiconduttori amorfi), le CCD (trasferimento di carica), le olografiche, le BBD, i dischi laser, ecc.

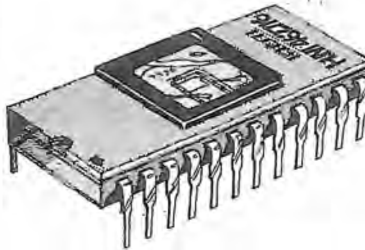


Fig. 51 RS - Le memorie EPROM sono del tipo programmato e perciò agiscono per sola lettura, tuttavia il programma può essere cancellato inviando raggi ultravioletti all'integrato tramite una finestrella di quarzo; poi, possono essere riscritte con altro programma.

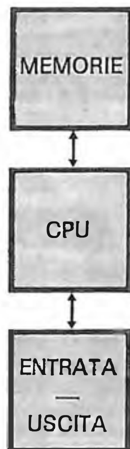


Fig. 52 RS - Con una unità di elaborazione (CPU) corredata di memorie (RAM e ROM) e di interfacce d'entrata e d'uscita si può dire di disporre di un sistema finito: esso corrisponde ad un microelaboratore.

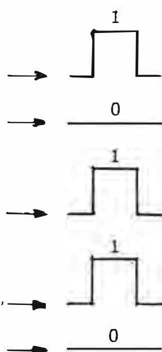


Fig. 53 RS - Il trasferimento e trattamento dei bit di una parola può aver luogo in un unico tempo per il tutto: è il sistema « parallelo ».

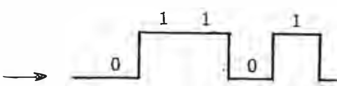


Fig. 54 RS - Trasferimento e trattamento dei bit di parola, l'uno dopo l'altro: è il sistema « seriale ».

Altre funzioni e settori

Dal testo che precede possiamo dedurre che un elaboratore, può essere già raffigurato, con una composizione estremamente sintetica, così come appare in **figura 52 RS.**

La CPU svolge il lavoro elaborando i dati nella maniera e nei tempi che un programma iscritto nella memoria le fornisce. Nella memoria però possono essere conservati anche altri dati. L'informazione che perviene dall'esterno è trasferita alla CPU — e, dopo la elaborazione, è dalla stessa ritrasferita all'esterno — a mezzo delle unità di entrata e d'uscita.

Bisogna sempre avere ben presente che in entrata non si attua, ad esempio, con una tastiera, una introduzione forzata dei dati; è, invece la CPU che, seguendo il programma, viene a leggere quanto la tastiera ha prodotto sulle porte, ossia come ha modificato gli 0 e gli 1 del loro stato. Il ritmo e la cadenza con cui avviene sono stabiliti, appunto, nel programma; si intuisce da ciò come la CPU debba essere sempre attiva, non solo, ma come debba esservi una parte di memoria che scorra ad anello per scrutare in continuità l'entrata.

Il risultato che l'operazione citata ottiene determina lo sviluppo successivo di uno o di un altro sottoprogramma (« soubroutine ») che viene ad essere inserito di conseguenza.

Tra le logiche d'entrata ne può figurare una che, letta periodicamente dal programma, in caso dia un responso positivo, e cioè voluto, provoca l'inserimento di un sottoprogramma esterno: questa evenienza è detta **interruzione.** Successivamente, in mancanza di altre istruzioni, l'elaboratore riprende l'esecuzione del programma interno dal punto in cui è stato interrotto.

Per il trasferimento dell'informazione (sia all'interno che all'esterno, anche a distanza) si possono adottare due diversi metodi.

Impiegando altrettanti conduttori quanti sono i bit formanti la parola o cifra si avvia (il mezzo è chiamato « bus ») su ciascuno di essi un bit (**figura 53 RS**). Tutti i bit in tal modo partono ed arrivano contemporaneamente: il sistema è detto di trasmissione **parallela.** Anche l'elaborazione dei bit può essere sviluppata in tal modo.

Si può però impiegare anche una sola linea (ciò che è pressoché indispensabile per trasferimenti a distanza). In questo caso i singoli bit devono essere avviati l'uno dopo l'altro (**figura 54 RS**): si tratta cioè di un sistema sequenziale che, in contrapposto a quello citato per primo è detto **seriale.** Con questo sistema occorrono accorgimenti (una temporizzazione) per separare le diverse parole. L'elaborazione dei dati all'interno secondo questo metodo è quella prescelta negli elaboratori meno potenti (microcalcolato-

ri) mentre i calcolatori più grandi di norma lavorano in parallelo.

All'interno dell'elaboratore circolano tre tipi di segnali: quelli dei dati veri e propri (da elaborare), quelli di indirizzo e quelli di controllo; devono sottostare — è ovvio — a sequenze ben precise. Per regolare in modo accurato queste manifestazioni temporali si ricorre ad un oscillatore molto stabile. Esso genera impulsi (è un multivibratore astabile) sincronizzanti, e praticamente regola la velocità alla quale l'elaboratore opera; è noto col nome di « **orologio** » (« clock »).

Il lettore ora sa che nell'elaboratore l'unità centrale (la CUP) si collega istante per istante variamente a seconda del lavoro da svolgere. Come essa debba collegarsi le viene detto, ed imposto, da una sequenza di ordini che nel loro assieme costituiscono un **programma.** Quest'ultimo è perciò una serie ordinata di istruzioni — basata, ovviamente, sull'impiego di espressioni binarie, di 1 e di 0 — che provvedono con la loro tempestiva presenza e varietà al soddisfacimento, in maniera « seriale », di ogni singola funzione.

Il programma risiede in una memoria.

Visto quanto sopra è evidente che l'utente per dar luogo ad un rapporto fattivo con l'elaboratore deve — per prima cosa — rendergli noto il programma. Ed il programma per essere attuabile deve essere elaborato tenendo sempre in evidenza l'assieme di istruzioni che di quel dato calcolatore sono proprie.

L'uso dell'elaboratore va reso quanto più pratico possibile. L'operatore non è tenuto, necessariamente, alla conoscenza dello svolgimento elettronico che ha luogo all'interno della macchina; ma, è sempre indispensabile — a maggior ragione — che vi sia stato lo studio e la stesura preventiva del tracciato di programma (programma d'impiego) da parte di un tecnico programmatore.

Se, come si è detto, il programma non può prescindere dai due noti valori binari, nella sua scrittura preventiva si può tuttavia evitare di ripetere per intero quella complicata e lunga sequenza di cifre che ne deriva, e che nel suo inalterato aspetto è definita **linguaggio di macchina.** Per ridurre il numero di caratteri da formulare si fa allora uso di altri linguaggi, diversi da quello di macchina (linguaggi primari) che sono, per così dire, un condensato di simboli, abbreviazioni, cifre decimali, caratteri speciali, segni mnemonici, inseriti per i singoli ordini.

Questi linguaggi nascono con orientamento verso specifici problemi di settore e prendono diverso nome. Ricordiamo il Fortran (impieghi tecnicoscientifici), il Cobol (impieghi commerciali), il PL/1 (combinazione dei primi due), l'Algol (impiego matematico-tecnico), ed infine il Basic, un linguaggio simbolico di conversazione che non ha una applicazione specifica ma che è di facile comprensione ed è tra i preferiti per quei calcolatori ridotti che impiegano il microprocessore, un dispositivo di cui tra breve diremo.

L'elaboratore comunica col mondo esterno, (con l'operatore) per mezzo di dispositivi che abbiamo visto sotto il nome generico di « **periferiche** ». Esse, o ricevono (entrata) informazioni di natura varia (tipico, ad esempio, un testo od un messaggio scritto) e ne trasformano la natura traducendolo in linguaggio binario che la CPU viene a leggere, o (uscita) compiono l'operazione inversa.

Esempi molto correnti di periferiche opposte (immissione ed emissione) sono la tastiera ed il visualizzatore. Oltre che una tastiera la fonte dei dati da introdurre può essere un lettore di dischi « floppy » o di nastro magnetico o di banda in carta perforata. Così, oltre che un visualizzatore (a diodi LED, a tubo catodico, a cristalli liquidi, ecc.) il dispositivo d'uscita può essere una « stampante » (**figura 55 RS**) o un registratore magnetico. L'operatore alla tastiera ha di norma possibilità di verificare, a comando, lo svolgimento delle operazioni in corso.

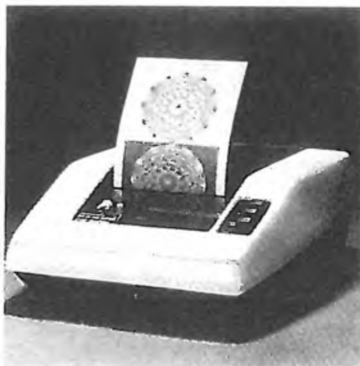


Fig. 55 RS - Quando l'elaborato deve essere conservato occorre una « stampante » che può riprodurre caratteri e numeri ma, a volte, anche disegnare grafici. Con le scriventi si raggiungono i 45 caratteri al secondo. I caratteri possono essere a tratto intero (come quelli delle macchine per scrivere) o formati da punti.

Elaboratori con microprocessore

Il microprocessore altro non è, si può dire, che un componente: è, in effetti un circuito, complesso, a semiconduttori — integrato su larga scala — che serve ad agevolare al massimo la realizzazione di un elaboratore.

Il microprocessore in se e di per se è in grado di assolvere soltanto un certo numero non elevato (attorno al centinaio) di mansioni elementari. Queste sue intrinseche prestazioni sono le sue **istruzioni:** la più complessa tra di esse non è che un'addizione.

È l'utente che deve far si che le informazioni di cui il microprocessore è capace si presentino secondo un certo andamento, cioè con una successione ben stabilita. Da qui la necessità di fissare **un programma** — ovviamente, sotto forma binaria — che, come abbiamo testé accenna-

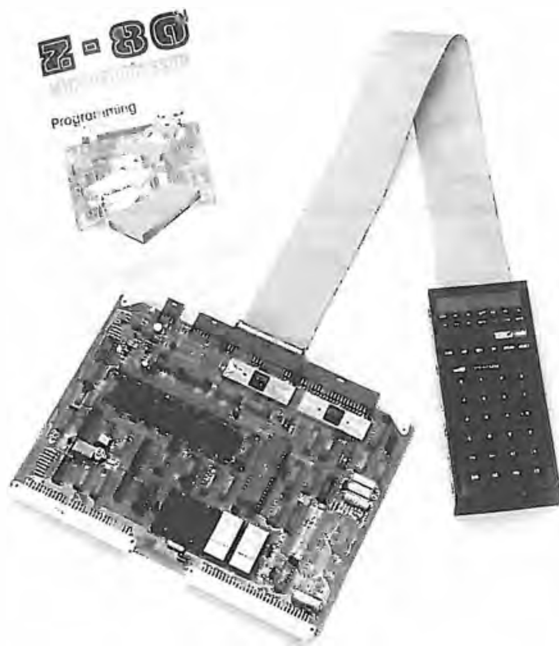


Fig. 56 RS - Un elaboratore molto duttile che si presta all'apprendimento di tutta la tecnica digitale, consentendo in pari tempo il passaggio a livelli sempre maggiori di complessità. È denominato « Nanocomputer »: può giungere sino all'interfaccia video e lavorare con linguaggio Basic.

to, deve essere iscritto in una memoria.

A parte quanto sopra, il microprocessore, questo grosso integrato, accentra in se non solo l'unità di elaborazione (la **CPU**) ma altre funzioni e tra queste senz'altro i relativi **registri** interni di indirizzo (RA) che sono, ricordiamo, delle memorie tampone, di una sola « parola ». La CPU si basa perciò non soltanto sull'unità aritmetico-logica ma anche su di un'azione di controllo che ha luogo a seguito delle istruzioni, opportunamente decodificate. La presenza o meno di altre funzioni (ad esempio, memorie RAM, ecc.) dipende dalla Casa fabbricante.

Tutto il funzionamento è basato sull'impiego di parole binarie aventi una quantità di bit ben precisa, tanto da servire ad una suddivisione sommaria tra i tipi prodotti. Così vi sono tipi a 4, a 8, a 12 ed a 16 bit. Attualmente, volendo fissare la nostra attenzione su ciò che è largamente diffuso, diremo che il 16 bit è da adottarsi solo per esigenze di elevate capacità elaborative e memorie connesse di grandi capacità. Il 12 bit è scarsamente richiesto, mentre il grosso della produzione è orientato sull'8 bit e sul 4 bit. Naturalmente, stabilita la scelta sul numero di bit occorre poi esaminare quali funzioni il Costruttore ha incluso nell'integrazione, ossia cosa comprende il « chip ».

Il 4 bit trova ampio impiego nelle calcolatrici tascabili. Se nell'utilizzazione del dispositivo digitale non risultano dei « byte » (gruppi di bit) da 8 cifre binarie e si ha un'elaborazione semplice e ripetitiva, questi modelli costituiscono una buona scelta per l'economia che consentono; sono preferiti in diverse applicazioni di carattere casalingo (elettrodomestici, esplorazione di gamma in ricevitori radio, giochi Tv, forni a micro-onde, ecc.). Un modello noto è il TMS 1000 (Texas I.) caratterizzato dal fatto di essere a « clip » unico, completo.

Senza dubbio però l'8 bit è oggi quello verso il quale si indirizzano le applicazioni un po' più complesse di quelle citate. Nel campo delle apparecchiature di misura, del controllo di traffico, del controllo di procedimenti, ecc. si fa ricorso agli 8 bit. Essi sono più « potenti », intendendosi con tale termine una maggiore capacità di servizio; anche tra loro troviamo modelli ad unico « cip », quali il 3870 (Fairchild e Mostek) e l'8021 (Intel) ma forse è preferibile ricorrere a quelli che prevedono un ampliamento a mezzo ad esempio, di altre memorie: tra questi citiamo il 6801 (motorola), l'8048 e l'8049 (Intel), il 9940 (Texas) e lo Z8 (SGS/Ates e Zilog).

Per poter dare un indirizzo che valga come direttiva di orientamento nella disposizione applicativa di una CPU ci riferiamo alla **figura 56 RS**. La Z8 ivi impiegata è caratterizzata, quale CPU, da un assieme di 158 istruzioni, che è il numero più alto disponibile tra le 8 bit; da 18 registri interni da 8 bit ed anche quattro da 16 bit. Sono possibili dieci diversi modi di indirizzamento ed una gestione delle interruzioni molto efficiente e veloce.

Questo « cip » è costruito con la tecnologia N-MOS; l'alimentazione richiesta è di 5 volt positivi, opera in codice BCD, consente l'accesso diretto alla memoria, ha un tempo-istruzioni da 1,8 a 8 μs, un periodo di orologio (« clock ») di 400 ns, ovviamente, una capacità di 65 K bit, ed infine, una custodia con 40 piedini.



Fig. 57 RS - Un cavo piatto, flessibile, collega questo miniterminale alla scheda del microcalcolatore « Nanocomputer ». La gestione del terminale è contenuta in un programma Monitor memorizzato in una ROM. Gli otto « display » luminosi sono a 7 segmenti. Oltre ai 16 tasti dell'esadecimale vi sono 14 tasti per altrettante funzioni di controllo e gestione.

Il calcolatore illustrato in figura — denominato « nano computer » — è il risultato dell'aggiunta alla CPU di una memoria di lettura/scrittura da 4K, di una memoria di sola lettura da 2K, di interfaccia per terminale seriale e cassette magnetiche, di quattro porte di entrata/uscita nonché (**figura 57 RS**) di una tastiera a 30 tasti e di un visualizzatore a 8 cifre.

La memoria RAM sopracitata è del tipo dinamico ed è costituita da otto circuiti integrati ciascuno da 4 K bit; può essere espansa, semplicemente mediante la sostituzione degli otto integrati con altri da 16 K bit. È sempre la CPU che provvede in modo automatico al rinfresco della memoria.

La memoria di sola lettura (ROM) contiene un programma denominato « Monitor » che permette tutti gli svolgimenti per presentare sugli otto visualizzatori luminosi (« display ») a sette segmenti il contenuto dei diversi registri della CPU, delle locazioni di memoria e delle porte d'entrata e d'uscita (I/O) in formato esadecimale, e permette anche di introdurre negli stessi dispositivi i dati digitali della tastiera.

I dati da visualizzare sono acquisiti tramite sequenze di istruzioni (« routine ») d'entrata del sistema, convertiti dal formato binario a quello specifico per la visualizzazione e inviati infine sui « display ».

Oltre che a mezzo della tastiera esadecimale le comunicazioni con questo elaboratore avvengono tramite dispositivi seriali a codice ASCCII (ad esempio registratori a cassetta tipo Audio) e sono controllate dall'assieme di programmi presenti nella memoria ROM.

Quest'ultima, è ciò è una caratteristica importante, contiene programmi di controllo dell'apparecchiatura stessa ed è così consentito di rilevare un eventuale cattivo funzionamento dei tasti oppure del visualizzatore, mentre il controllo della memoria RAM si svolge sulle 4096 locazioni offrendo, ove sia il caso, una chiara indicazione dell'errore sul « display » stesso.

Considerando i dispositivi d'entrata e d'uscita dell'elaboratore in genere, abbiamo visto in posizione contrapposta le relative periferiche, ciò che è reale se ci si riferisce all'aspetto circuitale/tecnico. Per contro, nell'uso pratico della macchina l'operatore trova sempre innanzi a se questi estremi: a volte, come nel caso specifico di questo microcalcolatore, tutto è riunito addirittura in una custodia unica. La tastiera di norma non è semplicemente il mezzo per impostare dati, indirizzi e programmi (con i 16 tasti del codice esadecimale) ma ha tasti ulteriori per altre funzioni: nell'esempio, tasti per controllare la visualizzazione ed il programma, per trasferire e memorizzare i dati e per gestire l'interfaccia con un dispositivo seriale.



Una radio - orologio - sveglia

La tecnica digitale ha trovato da diverso tempo oramai, un campo di applicazione oltremodo importante e vasto: quello dell'orologeria. In questo apparecchio il lettore può riscontrare un caso pratico di impiego di circuiti integrati a « larga scala » che oltre a svolgere quasi tutte le funzioni attive e passive dell'orologio trasformano il segnale nel codice necessario alla formazione delle cifre sul visualizzatore.

Nello stesso mobiletto, la radio rappresenta un complemento quanto mai apprezzabile: con i suoi circuiti amplia e perfeziona i servizi resi dall'orologio-sveglia.

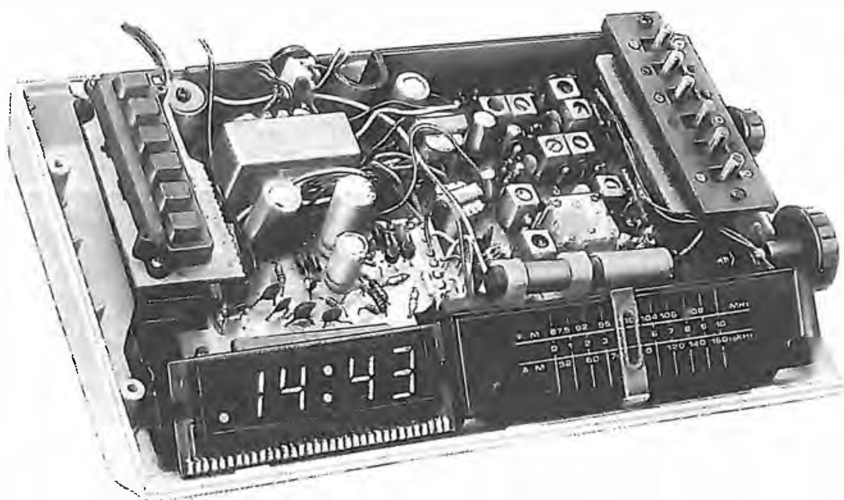
L'abbinamento orologio/radio è diventato oggi assai comune; esso da luogo ad un assieme molto apprezzato per l'uso domestico perché unisce due utili funzioni, assai spesso legate l'una all'altra. Quasi sempre infatti, i due apparecchi, se singoli, sono presenti nello stesso locale: da qui l'idea dell'abbinamento.

Vi sono però molte soluzioni perché — si intuisce — sia il ricevitore radio che l'orologio possono tecnicamente assumere forme diverse e possono offrire singolarmente prestazioni buone, mediocre o eccellenti. Oltre alla qualità, anche il numero di prestazioni — dell'uno e dell'altro — può variare notevolmente.

Chi desidera far sì che l'ascolto radio non sia limitato alla ricezione delle Onde Medie ma includa quello delle emissioni a modulazione di frequenza e la ricezione goda di una buona sensibilità è selettività, mentre l'orologio, del tutto elettronico, offra tutte le prerogative che negli esemplari più moderni si riscontrano (sveglia, luminosità variabile delle cifre, inserimento e distacco automatico del ricevitore, ecc...) trova in questa apparecchiatura un assieme di piena rispondenza e soddisfazione.

Dal momento che il montaggio del settore radio implicherebbe la disponibilità di strumenti idonei alla taratura dei circuiti d'entrata, dei settori a Media Frequenza, ecc..., la piastrina a circuito stampato relativa è reperibile già montata e tarata. In tal modo chiunque, senza alcuna attrezzatura ulteriore a quella del possesso di un « tester » può accingersi alla realizzazione.

L'orologio gode di tutte quelle particolarità o meglio, comodità d'uso che sono oramai entrate nell'abitudine corrente in questi casi: vogliamo dire, ad esempio, che le cifre indicanti l'ora ed i minuti sono di dimensioni relativamente grandi; che le cifre stesse sono assai luminose e che, tra l'altro la loro luminosità è regolabile su due livelli per adeguarsi all'impiego diurno o notturno; che può fungere da sveglia secondo tutte quelle forme (segnali a mezzo radio, a mezzo no-



Interno dell'apparecchiatura: sulla destra si scorge il ricevitore radio e la relativa pulsantiera. Il comando per la ricerca delle emittenti e quello per la regolazione del volume sono posti su di un lato. A sinistra, la pulsantiera dell'orologio, preceduta dall'assieme d'alimentazione.

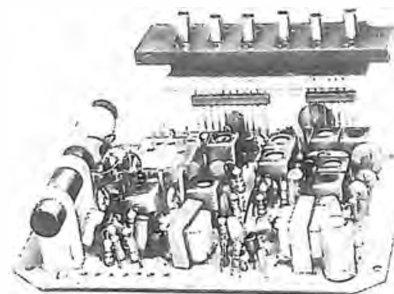
ta di bassa frequenza, ripetizione, silenziamento con un tasto a sfioramento, ecc.) che l'elettronica ha rese di pratico impiego.

Lo schema: radio

Un commutatore a due settori provvede, con uno di essi, agendo sull'alimentazione, a porre in condizioni di oscillazione o il transistore Tr 2 o il transistore Tr 6. Nel primo caso si ha il funzionamento del ricevitore sulle ultracorte, vale a dire sulla gamma nella quale si ha la diffusione a Modulazione di frequenza (FM). Nel secondo caso è sulle Onde Medie che l'apparecchio riceverà.

Il secondo settore del commutatore accompagna l'azione del primo variando il prelievo del segnale rivelato, dal rivelatore a rapporto della FM (D4 e D5) a quella del diodo D2 posto nella classica configurazione ai capi dell'avvolgimento secondario di T5.

Alla piastra a circuito stampato recante tutto il settore radio premontato devono essere collegati due gruppi di conduttori (11 e 7) che fanno capo alla pulsantiera. L'antenna per le Onde Medie (su ferrite) è incorporata: è ben visibile in fotografia, a sinistra.



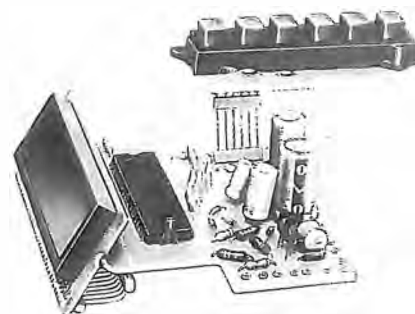
Due transistori, Tr 3 e Tr 4 amplificano il segnale in Media Frequenza e dato il collegamento in serie dei trasformatori (T2 con T3 e T4 con T5) non è necessaria alcuna commutazione col cambio di gamma.

Dopo la rivelazione il segnale, presente ai capi di VR, viene prelevato con possibilità di dosaggio (regolazione di volume), preamplificato (Tr 7 e Tr 8) e trasmesso tramite il trasformatore T9 alla coppia amplificatrice di potenza (Tr 9 e Tr 10) che agisce in opposizione di fase. Un secondo trasformatore (T 10) adegua l'impedenza a quella del carico finale costituito dalla bobina mobile dell'altoparlante (8 ohm).

Lo schema: orologio

Il settore orologio è sviluppato, come si vede, attorno ad un circuito integrato su larga scala (MM 5387) creato esclusivamente per questo tipo di impiego. Una serie di pulsanti è prevista per predisporre altrettante azioni che vanno dalla messa a punto dell'ora (con azione veloce o lenta) all'inserimento della sveglia (alarm); di particolare interesse il pulsante a sfioramento « snooze » che permette, grazie alla memoria del circuito integrato, di far ripetere il segnale di sveglia dopo alcuni minuti dal primo allarme. Per contro, il pulsante « alarm off » fa cessare immediatamente il richiamo.

Quest'ultimo non è il solito trillo delle sveglie ma un suono più dolce, tuttavia efficiente; lo si ottiene elettronicamente innescando un'oscillazione di bassa frequenza il cui avvio è subordinato, ovviamente, alla coincidenza dell'ora stabilita (segnale dal piedino 25) nonché alla posizione del commutatore doppio (vedi schema) che con un settore fornisce o meno la tensione di alimentazione apposita e con l'altro provvede ad indirizzare il segnale al potenziometro regolatore di volume, così da usufruire di tutto l'assieme di amplificazione.

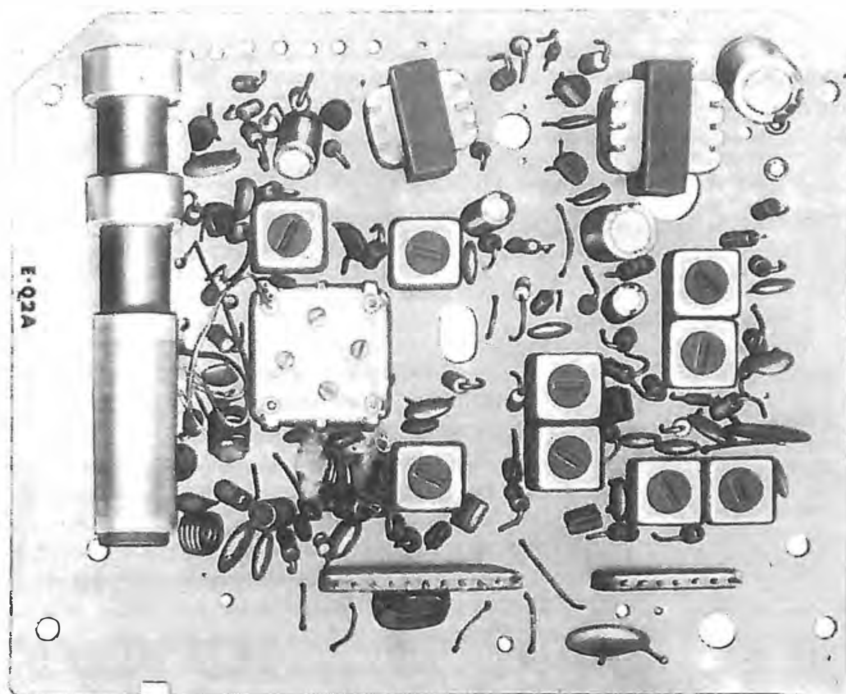


Il settore orologio richiede la saldatura di 34 terminali di un connettore a pettine e quella laterale di 6 terminali per la pulsantiera. I collegamenti con la basetta del visualizzatore e la saldatura dei piedini dell'integrato MM 5387 richiedono molta cura.

Si può inserire in funzionamento, ad orario prefissato, il ricevitore radio: il programma sostituisce il segnale acustico della sveglia. Anche l'azione contraria è possibile, vale a dire lo spegnimento dell'apparecchio radioricevente ad un'ora prestabilita.

Il visualizzatore per quanto riguarda le ore indica da 0 a 24 (vi sono orologi elettronici che si limitano al 12, e le ore devono allora essere interpretate come antimeridiane e pomeridiane);

Schema elettrico completo. Per la parte radio si tratta di un circuito classico supereterodina, con stadio preamplificatore d'antenna (in FM) e stadio finale di bassa frequenza in opposizione di fase. La parte orologio è tutta basata sull'utilizzazione di un integrato apposito (l'MM 5387) abbinato ad un visualizzatore decodificato, l'MCD 416. Radio e orologio si integrano in alcuni settori (Bassa frequenza ed alimentazione).



naturalmente altre due cifre permettono di apprezzare, con precisione digitale, il minuto. L'altezza delle cifre (formate da sette elementi a diodi Led) è di circa 13 mm; la loro luminosità può essere scelta tra due valori così da disporre del suo massimo durante il giorno e viceversa ridurla perché quasi sempre eccessiva durante la notte. Si vede sullo schema come la variazione dipenda dall'inclusione o esclusione (con comando) di R 51. Sul visualizzatore (che forma un tutto unico col suo integrato di decodifica, l'MCD 416) si può controllare la memoria della sveglia onde sapere se vi è predisposta un'ora e quale essa sia.

Questa è la basetta a circuito stampato premontata e tarata. Richiede solo alcuni collegamenti per l'esterno: altoparlante, antenna, nonché l'inserimento dei 18 conduttori (su due gruppi visibili in basso) per la pulsantiera, così come già visto in figura precedente.

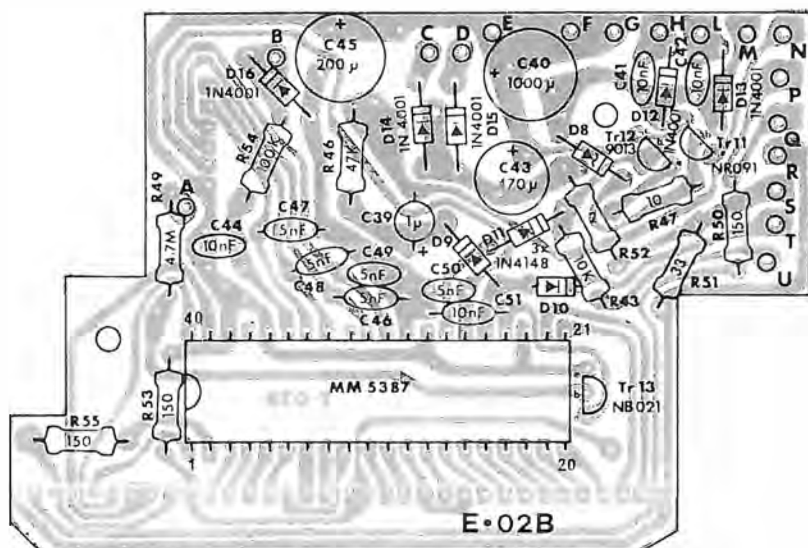
Montaggio

Come si è detto, il settore che potrebbe dar luogo a perplessità costruttive, e soprattutto di taratura, cioè il radioricevitore, è fornito, nel kit, già pronto e tarato. Non resta quindi che collegarlo all'assieme secondo norme che sono elencate con un corredo di disegni esecutivi.

D'altro canto, se quanto sopra facilita molto il compito del costruttore, vi è la delicatezza delle operazioni — tutte da eseguire — riguardanti il settore orologio. Qui bisogna avere molta cura sia nelle saldature, sia nella manipolazione del circuito integrato che, essendo del tipo C-MOS può essere sfarevolmente influenzato da cariche elettrostatiche che qualche volta l'operatore stesso può apportare.

La basetta a circuito stampato del ricevitore, che è qui a fianco riprodotta, è munita di connettori verticali, suddivisi in due gruppi (uno da 11 ed uno da 7 conduttori). Questi collegamenti fanno capo, tutti, ad una piccola piastra sulla quale troveranno alloggiamento sette deviatori a levetta corrispondenti ai comandi di commutazione reperibili sullo schema: il tutto, terminato, si presenterà come nell'illustrazione di pagina 30 rs. Un'operazione analoga è richiesta (con solo 6 connettori) per il settore orologio: ivi, la pulsantiera, che corrisponde all'assieme dei sei pulsanti indicati sullo schema elettrico sopra l'integrato, allorché è collegata si presenta come dall'illustrazione di pagina 31 rs.

Basetta a circuito stampato relativa all'orologio. È previsto il montaggio dei singoli componenti: particolare cura è richiesta per le saldature, eseguendo le quali occorre accertarsi di non dar luogo a contatti tra piste diverse che spesso sono molto vicine tra loro.



Funzioni

Allorché viene connessa l'alimentazione appare sul visualizzatore una cifra casuale, lampeggiante. Il lampeggio indica che vi è stata interruzione nel funzionamento, dopo le regolazioni, ed in seguito tale fenomeno sarà molto utile per segnalare che l'ora indicata non è attendibile a causa di una sopravvenuta interruzione della corrente di rete.

Per allineare le cifre all'ora esatta si premerà il pulsante « Fast » e contemporaneamente quello « Time »: le cifre scorreranno veloci e, approssimandosi esse all'ora precisa (che può essere appresa dal servizio telefonico) si premerà il pulsante « Slow » liberando il « Fast ». Le cifre scorreranno meno veloci e bisognerà fare attenzione comunque a non superare l'ora corrispondente, pena una ripetizione del tutto, facendo scorrere le ore per tutto un nuovo ciclo.

Per regolare la sveglia si premerà il pulsante « Time » e contemporanemante il « Fast », indi lo « Slow » per l'aggiustaggio fine. L'azione della sveglia si avrà se il deviatore « Buzzer » sarà stato posto in posizione ON. Ponendo il deviatore «Automatic» su ON e premendo «Sleep» con « Fast » e « Slow » si osserveranno indicazioni di cifra in diminuzione da 59 a 0: ogni valore intermedio sul quale ci si arresterà, rappresenterà il valore di ritardo imposto allo spegnimento automatico della radio. Quest'ultima può funzionare indipendentemente dall'orologio se « Automatic » è in OFF e « Radio » in ON.

L'ELETTRONICA

IN 30 LEZIONI - TEORIA E PRATICA

Applicazioni varie

30

thandar
SINCLAIR ELECTRONICS LTD

MULTIMETRO PDM35

RADIO - TRANSISTORI - CIRCUITI INTEGRATI - Hi-Fi - ANTENNE - TRASMISSIONE - APPLICAZIONI VARIE

Rivista culturale per la formazione professionale - Spedizione a tariffa ridotta editoriale - Pubblicità — 70 % - L. 1.200

Applicazioni varie

All'inizio di questo lavoro è detto che l'elettronica è oramai entrata, a buon diritto, pressoché in tutti i campi della vita dell'uomo; ne abbiamo visto sin qui non poche applicazioni e diverse altre ne vedremo ora, a conclusione; tuttavia — ed il lettore lo sa bene — più di un settore nonché i diversi recenti sviluppi meriterebbero ben più ampia trattazione: nell'ambito qui prefisso purtroppo ciò non ci è concesso.

Vi è inoltre un settore che nonostante la sua importanza non è stato neppure sfiorato ma — dobbiamo subito dirlo — l'omissione è stata fatta di proposito perché la tecnica che lo riguarda è così specialistica, così vasta, così rapidamente rinnovantesi ed attuale che abbiamo voluto riservarle un Corso apposito: ci riferiamo alla **televisione**. E, dato che per affrontare con successo l'argomento è tutt'altro che superflua la conoscenza dell'elettronica di base, ecco le presenti lezioni diventare un punto di partenza ed un ausilio prezioso per conseguire i più completi risultati.

I ventidue argomenti ai quali è dedicato qui di seguito il richiamo di una sola pagina potrebbero essere certamente oggetto ciascuno di una intera lezione; altri argomenti, anche se un po' più estesamente trattati nel testo precedente, meriterebbero ulteriore espansione. Abbiamo allora pensato di chiedere al lettore di esprimere le sue idee in proposito comunicandoci le sue preferenze sui soggetti e sull'importanza da dar loro nello sviluppo del nostro programma.

Quest'ultimo — lo abbiamo detto da tempo — vuol essere una risposta metodica e tempestiva, in particolare alle esigenze derivanti dall'evoluzione, soprattutto da quella tecnologica.

L'elettronica si evolve in continuazione per effetto di sempre nuove tecnologie, di soluzioni che apporta a settori che non ne hanno ancora beneficiato, di esigenze maturate per i motivi più varï e contingenti (si pensi, ad esempio, alla crisi energetica...). E questo sviluppo, ripetiamo, è così veloce da far apparire, a volte, superato quanto è stato fatto anche un solo anno prima; esso è caratterizzato inoltre da una rilevante interdipendenza tra i tanti settori: i miglioramenti elaborati per uno di essi si ripercuotono favorevolmente, e subito, in altri.

Ma il tecnico (amatore e professionista) come può fare di fronte a questi frequenti cambiamenti per non essere « tagliato fuori », per evitare, ad esempio, di accingersi a risolvere un problema che altri hanno già risolto, oppure per evitare di ricorrere a soluzioni più complesse, più costose, meno efficienti? Vi è una sola risposta: mantenersi aggiornato.

La necessità di un adeguato aggiornamento è diventata quindi — si deve convenirne — una costante per coloro che hanno un interesse, anche minimo, in un qualsiasi settore acquisito dall'elettronica.

Dal nostro canto offriamo un sistema che ci pare possa rispondere in maniera adeguata, sotto una forma più completa di una Rivista per la presenza contemporanea dei testi di un sempre necessario e organico coordinamento, e sotto una forma più utile di un libro perché molto più tempestiva ed aggiornata. Del resto, come si fa a sapere quando esce un nuovo libro oppure quando una Rivista pubblica un articolo su di un dato argomento? E come si può segnalare agli editori varï che interessa un determinato soggetto e che si vuole sapere se e quando sarà esaudito?

Tutti coloro che si pongono queste domande trovano una semplice ed inedita soluzione nella cartolina/modulo che accompagna questa lezione (*).

Ciò premesso vediamo ora in una forma che, se pur condensata per le ragioni qui sopra accennate riteniamo valida come esposizione didattica, un buon numero di settori d'applicazione scelti tra i più estesi, noti ed importanti.

Tra di essi ve ne sono alcuni che già dimostrano come l'elettronica non si sia limitata a favorire l'industria esistente ma si sia praticamente sostituita ad essa rendendo obsoleta o addirittura inutile tutta l'attrezzatura precedente: si pensi solo all'industria dell'orologio. In altri, pur preservandosi i principï vi è stata un'enorme incidenza: telecomando, arti grafiche, musica, medicina. In altri ancora, si sono avuti sviluppi impensati: olografia, fibre ottiche, cristalli liquidi, allarmi, ecc.

Non vi è dubbio che l'industria dell'automobile per la fabbricazione del prodotto, ma ancor più in avvenire per l'automobilista stesso, godrà di perfezionamenti derivanti da una intelligente applicazione di dispositivi elettronici; così come già oggi la navigazione, quella marittima e quella aerea, sono tributarie in maniera sostanziale da automatismi e strumenti di questa scienza. Tutti quanti i settori infine — ad un tecnico bisogna ricordarlo — hanno progredito in modo determinante (assai più di quanto non ci si attendesse fino a quel momento) con l'introduzione di due innovazioni rivoluzionarie: la microelettronica (per la tecnologia) e l'elettronica digitale (per lo svolgimento di processo). Il felice abbinamento di questi due fattori, nati entrambi per risolvere i problemi degli elaboratori, sta ora estendendosi sempre più a tante altre branche perché la codificazione numerica per le telecomunicazioni, per la trasmissione di immagini, per la registrazione e per diverse altre esigenze rappresenta sotto molti aspetti un sicuro salto qualitativo.

(*) **Una cartolina/scheda accompagna la presente lezione. Se per caso non fosse reperibile, o se necessitasse comunque un'altra cartolina, si può richiederla all'Editore: Rassegna Radio - Villaggio dei Fiori - 18010 Cervo (Imperia).**

Gli ultrasuoni

Ultrasonore sono definite quelle vibrazioni elastiche la cui frequenza risulta essere superiore a quella del campo auditivo, vale a dire pressapoco oltre i 16 000 Hz. La definizione di ultrasuono tuttavia, sotto il profilo applicativo può riferirsi anche a frequenze di soli 10 000 Hz e giungere all'estremo opposto sino a 10 MHz.

Si possono distinguere due diverse classi d'impiego, o per meglio dire, due finalità differenti nello sfruttamento degli ultrasuoni: a scopo di informazione o lettura e a scopo dinamico o di lavoro meccanico. Nel primo settore possiamo citare gli scandagli, il sonar, i rivelatori di difetti, i misuratori di spessori e molti tipi di strumenti ausiliari in campo medicale. Nel secondo, si ricordano i pulitori, a secco o ad immersione, i mescolatori (in particolare per produrre emulsioni), i saldatori, acceleratori di reazioni chimiche, coagulatori, dispersori, trapani, ecc.

Si possono generare ultrasuoni anche con sistemi unicamente meccanici ma nella generalità dei casi si trova più conveniente convertire energia elettrica in vibrazione, ciò che si effettua a mezzo di un **trasduttore.** Il termine si riferisce, ovviamente, anche al dispositivo che attua l'azione contraria: in altre parole, un particolare microfono. Naturalmente i trasduttori assumono forme e dimensioni diverse a seconda dell'impiego e della potenza in giuoco: si può vedere in **figura 1 ZT** un microfono ultrasonico.

I trasduttori, in linea di massima, sono caratterizzati da una spiccata direzionalità: tale particolarità consente di stabilire un trasferimento di segnale a fascio mettendo a profitto fenomeni di riflessione (**figura 2 ZT**) oppure di interruzione di un raggio.



Fig. 1 ZT - Trasduttore ceramico tipico (debole potenza) per ultrasuoni; frequenza di risonanza 40 kHz (± 500 Hz), larghezza di banda 4000 Hz, sensibilità — 52 dB (0 dB = 1 V/microbar); ha un angolo per tutto il fascio, di 65° entro 6 dB. Può servire tanto in trasmissione che in ricezione.

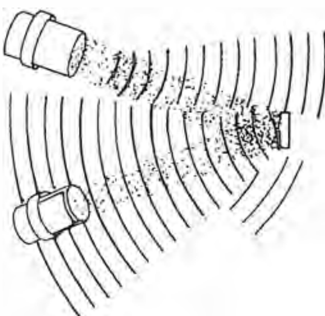


Fig. 2 ZT - Due trasduttori possono corrispondere oltre che direttamente anche a mezzo riflessione delle onde da parte di un oggetto riflettente: è un fenomeno che ha una certa analogia col principio radar, qui trasferito alle onde ultracustiche.

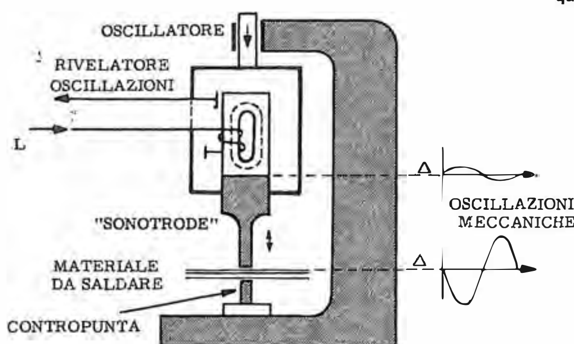


Fig. 3 ZT - In L entra energia elettrica, compresa quella di premagnetizzazione del « Sonotrode » (trasduttore di potenza) la foggia e le dimensioni del quale sono tali da portare in risonanza l'estremità inferiore per un massimo (curva a lato). Il « rivelatore d'oscillazioni » provoca una correzione di frequenza quando il materiale da saldare sposta la risonanza prevista.

Il comportamento delle onde ultrasonore più basse in frequenza ha molte affinità con quello delle onde sonore: la loro più alta frequenza rispetto a quella delle onde acustiche tuttavia, fa sì che si verifichino maggiori assorbimenti (perdite) sia semplicemente per propagazione nell'aria, sia per la presenza di eventuali ostacoli. Si hanno impieghi tipici come ad esempio « l'invecchiamento » artificiale di profumi e del vino, un tipo di scrittura indelebile su carta, un'emissione destinata all'allontanamento di roditori ed insetti, alcune sonde di rilevamento e vibratori per massaggi in profondità nel già citato campo medicale, ecc. Le potenze non sono rilevanti per le applicazioni di cui si è detto.

Con potenze assai più grandi si agisce invece nel settore delle applicazioni industriali. Intanto mettiamo in evidenza qui, che l'energia trasmessa è proporzionale al quadrato dell'ampiezza di vibrazione e della frequenza. Ciò è espresso dalla formula che da « I » (intensità dell'energia emessa) come segue:

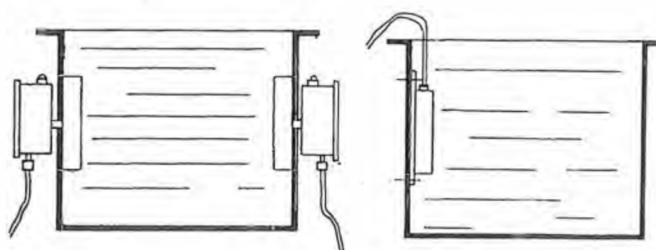
$$I = K (f + A)^2$$

ove « K » è un coefficiente di proporzionalità, « A » è l'ampiezza di vibrazione ed « f » la frequenza. Si possono ottenere alte concentrazioni di energia: nella pressa per saldatura di materiali plastici di cui alla **figura 3 ZT** si ha un'intensità di 200 W per cm². Come risultato il materiale subisce violente compressioni e dilatazioni in sincronismo con le vibrazioni ultrasonore che in questa applicazione vengono usate su una frequenza di circa 20 kHz. L'attrito delle molecole così provocato, da luogo ad una conversione dell'energia ultrasonica in calore utilizzabile ai fini del processo di saldatura.

Un altro impiego industriale caratteristico degli ultrasuoni è quello della pulitura o detersione di parti e oggetti. Immergendo quest'ultimi in vasche contenenti un liquido detergente e comunicando ad esso le vibrazioni a mezzo di uno o più trasduttori (**figura 4 ZT**) si producono fenomeni di cavitazione, dovuti alla violenta agitazione delle molecole che genera milioni di piccole bolle: queste implodono, e così facendo attuano un'azione detergente, in tempi molto brevi e con completezza in quanto il fenomeno ha luogo ovunque anche nei minimi interstizi. Il liquido infine, può essere a concentrazione molto leggera sia essa acida o alcalina o ad altro solvente.

La possibilità di generare fasci, dirigerli, rifletterli ed intercettarli ha portato a numerose applicazioni nel settore degli antifurto e dei telecomandi. Bisogna segnalare però che attualmente, come vedremo un po' più avanti, si tende a sostituire all'ultrasuono le onde hertziane a frequenza molto alta nel primo caso (antifurto tipo radar), ed i raggi infrarossi nel secondo caso. Negli apparecchi domestici (televisori, in particolare) i telecomandi ad ultrasuoni stanno cedendo il posto agli infrarossi; dove però, l'ultrasuono domina tuttora incontrastato è nelle linee di ritardo necessarie ai sistemi PAL e SECAM di TV a colori (**figura 5 ZT**) ed oggi, in misura sempre crescente, nei filtri ceramici ad onda di superficie (**figura 6 ZT**).

Fig. 4 ZT - Vasche, in acciaio per pulitura ultrasonica: trasduttori fissi o amovibili. Questi possono anche essere fuori vasca, applicati al fondo che vibra anch'esso. Volume della vasca e livello del liquido sono fattori di calcolo per evitare interferenze e zone morte.



Sonar e scandagli

Suoni ed ultrasuoni si propagano, come è noto, con buona efficienza anche nei liquidi. Pertanto, se tramite un trasduttore (**G** in **figura 7 ZT**) si emettono impulsi ultrasonori di grande energia ed il trasduttore è immerso nell'acqua (ad esempio, in mare) la manifestazione che ha luogo consiste nell'espandersi di una serie di onde (pressione e rarefazione) nel mezzo liquido.

La direzione di propagazione dipende dalla forma data al trasduttore e può essere unidirezionale (a fascio, con un angolo solitamente, di 5°) come omnidirezionale e cioè su 360°. Ciò premesso si intuisce che il fenomeno può essere utilizzato in modo assai simile a quello che sta alla base del funzionamento di un radar per analizzare con l'esame delle onde riflesse distanza, natura e dimensioni di un eventuale ostacolo alla libera propagazione; e questo, sia che si faccia ruotare il trasduttore nell'emissione a fascio, sia che lo stesso irradi in tutte le direzioni e possa perciò essere statico.

Come l'antenna radar è unica per trasmissione e ricezione, così il trasduttore è unico per le due funzioni. L'emissione deve essere effettuata per determinati periodi di tempo, indi interrotta per poter ricevere gli impulsi riflessi, e così via (treni di oscillazioni). Si noti che i tempi di propagazione sono enormemente più lunghi che con le onde radio, sia in relazione alle frequenze impiegate sia a causa del mezzo di propagazione. La velocità dell'impulso può variare da 1000 a 1500 m al secondo: temperatura, grado di salinità e pressione la influenzano. Occorre allora che la trasmissione sia sospesa per intervalli relativamente lunghi onde dare modo alle oscillazioni di compiere il percorso di andata e ritorno: da qui, in caso di trasduttore a spazzolamento (proiettore), una velocità assai lenta di rotazione.

L'assieme che è illustrato nella citata illustrazione è noto col nome **sonar**. La sua portata è legata sia alla potenza usata sia alla frequenza: le frequenze più basse consentono maggiore portata dato che l'assorbimento delle onde acustiche si manifesta in misura minore. Tali frequenze, ad esempio, stanno tra gli 8000 e i 12 000 Hz per portate da 10 a 20 km con emissione omnidirezionale (questo tipo di impiego può essere definito di sorveglianza). Per contro, se necessita una localizzazione molto più precisa (sino all'ordine di una decina di centimetri) quale può essere l'individuazione di una mina, si usano sonar a fascio che lavorano su frequenze da 100 a 1000 kHz.

Quando l'emissione è omnidirezionale, la potenza richiesta è elevata e può raggiungere i 100 kW, con impulsi che, per quanto si è detto prima, hanno una durata relativamente lunga (a volte, sino ad un decimo di secondo).

I trasduttori possono basare il loro funzionamento sul fenomeno della magnetostrizione o su quello della piezoelettricità: nel primo caso un nucleo è soggetto a variazioni di lunghezza per effetto di un campo magnetico alternato (e viceversa), nel secondo caso, come già sappiamo, si sfrutta la vibrazione della ceramica piezoelettrica conseguente ad una tensione alternata (e viceversa) applicata per mezzo di due elettrodi alle opposte estremità di una piastra o di un cilindro. I tipi piezoelettrici sono oggigiorno i più usati.

È noto che il sonar è stato elaborato e perfezionato sostanzialmente per fini bellici (in particolare per l'individuazione dei sommergibili); con potenze minori e con varianti diverse sono successivamente apparsi apparati atti ad impieghi tecnici e commerciali di particolare interesse. Lo scandaglio riprodotto in **figura 8 ZT**, ad esempio, è uno strumento ausiliario per la navigazione e si basa, anch'esso, sull'emissione-ricezione di segnali ultrasonori: la frequenza per questo impiego (rilevamento della profondità e analisi del fondo) è normalmente su 200 kHz. Spesso apparati del genere prevedono accorgimenti atti all'impiego quali individuatori di pesci (« fish finders »). Un recente modello, con visualizzatore a tubo catodico a colori permette di distinguere assai meglio che in bianco e nero i pesci dal plancton e dal fondo ed arriva a differenziare, col colore, la specie: la portata può essere di 50 e di 2000 metri. I segnali analogici in arrivo sono convertiti in digitali e, grazie ad una memoria tradotti in 16 colori diversi.

Fig. 5 ZT - Il segnale elettrico entra da W1, attraversa il cristallo come ultrasuono e ritorna segnale elettrico su W2. Il tempo per l'attraversamento è prestabilito (64 μs in TVC) onde ottenere un ritardo. Per ridurre le dimensioni, come si vede si sfruttano riflessioni multiple.

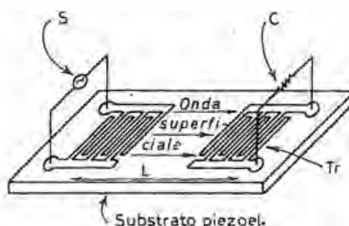


Fig. 6 ZT - Il segnale elettrico S raggiunge il trasduttore d'uscita Tr previo mutamento in onda acustica che si propaga soltanto sulla superficie del substrato piezoelettrico. La dislocazione dei « pettini » dei trasduttori da luogo a sfasamenti che nell'assieme determinano la banda passante del filtro. C è il carico.

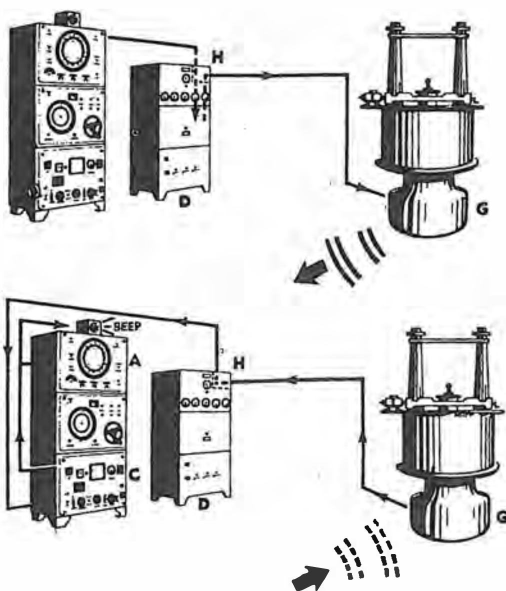


Fig. 7 ZT - Sonar in emissione e, sotto, in ricezione. Un relé H collega il generatore D al trasduttore G per il tempo di trasmissione prestabilito: al termine, H commuta il trasduttore avviandone il segnale captato (eco) al ricevitore C che manifesta sia un'indicazione luminosa (su A) che sonora. Il segnale ricevuto deve essere convertito di frequenza e, se non modulato, eterodinato con un'oscillazione locale onde renderlo udibile.



Fig. 8 ZT - Scandaglio per profondità da 0 a 45 e da 0 a 137 metri; offre una registrazione su carta ed un'indicazione luminosa dei dati, che sono espressi in « piedi ». Ha diversi circuiti di controllo elettronico ed è di semplice installazione.

Gli infrarossi

Nell'ampio spettro delle onde elettromagnetiche, subito dopo le oscillazione relative alla luce visibile, dalla parte delle onde più lunghe (**figura 9 ZT**) si riscontrano le manifestazioni

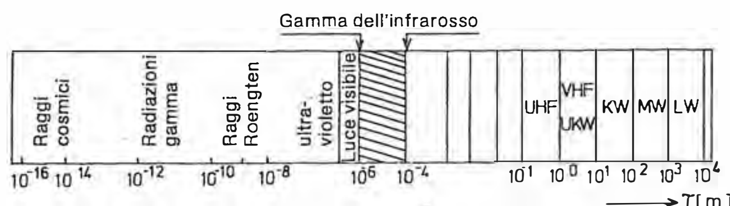


Fig. 9 ZT - Dai raggi cosmici alle Onde Lunghe (LW) della radiodiffusione si estende un enorme spettro nel quale le diverse lunghezze d'onda caratterizzano zone di manifestazioni a diverso comportamento e pertanto diversamente utilizzate: gli infrarossi scelti quali supporti di informazioni hanno lunghezza d'onda da 900 ÷ 980 nm.

note come raggi infrarossi. Gli infrarossi sono oggi sempre più usati come supporto di informazioni, e c'è da rilevare subito che rispetto agli ultrasuoni (ai quali abbiamo testé accennato) per il citato fine offrono alcuni apprezzabili vantaggi.

In primo luogo essi, se utilizzati per il telecomando di un televisore evitano un inconveniente cui possono essere soggetti gli ultrasuoni: la possibile interferenza proveniente dalle frequenze armoniche della scansione di riga. Se utilizzati come supporto audio gli infrarossi, non essendo soggetti a riflessioni multiple dell'ambiente non introducono la conseguente distorsione, rendendo tra l'altro possibile la presenza di più punti d'emissione nello stesso locale.

La portata notevole (si possono raggiungere anche 30 metri con dispositivi di tipo corrente), la possibilità di raggruppare facilmente diversi emettitori (costituiti da semplici diodi LED, di costo modesto), la facilità con il quale sia in trasmissione che in ricezione si può restringere la banda con semplici filtri ottici e rinforzare il segnale con lenti (spesso incorporate nel dispositivo rivelatore che può essere un fotodiodo o un fototransistore: **figura 10 ZT**), il basso consumo delle apparecchiature ed infine, una facile modulazione, aprono a questo supporto moltissimi campi d'applicazione.

Si può dire che laddove occorre un interruttore si può inserire un rivelatore di infrarossi e pervenire di conseguenza ad un agevole comando a distanza, più o meno ravvicinata. Sotto questo aspetto sono oggi di normale produzione dei sicuri dispositivi, in custodia unica, detti « accoppiatori ottici » o « fotoaccoppiatori » che offrono il grande pregio della separazione galvanica tra i due circuiti elettrici interessati (di comando e comandato) sì da permettere un isolamento tra i due di diverse migliaia di volt.

Tutti i corpi emettono radiazioni dello spettro elettromagnetico ma è appunto nella porzione che identifica gli infrarossi che si riscontra la più gran parte di esse. In altri termini, qualsiasi oggetto è un emettitore di luce invisibile (energia infrarossa) la cui entità è direttamente dipendente dalla temperatura dell'oggetto stesso. Con una rivelazione selettiva e localizzata di queste radiazioni si può accertare la presenza o meno di un dato corpo, e ricorrendo ad una esplorazione ripetuta e metodica (scansione) si può ottenere una mappa termica dell'ambiente. È su questo principio che agiscono i missili anticarro o antiaerei in quanto in grado di localizzare la fonte di calore (carro o aereo) e su questa rilevazione basare la rotta per pervenire sempre al bersaglio, anche se in movimento.

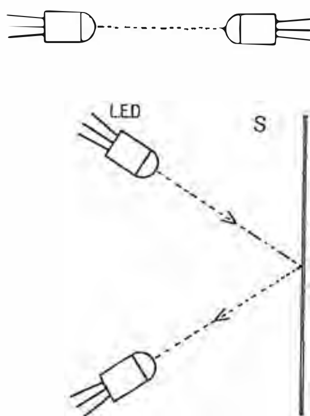


Fig. 10 ZT - Il collegamento con infrarossi volendo può essere molto selettivo: vi sono diodi d'emissione e semiconduttori di ricezione muniti di lenti che restringono il campo ed in pari tempo aumentano il rendimento. Con superficie S idonea (smalto, specchio, carta bianca, ecc.) si può agire anche per riflessione.

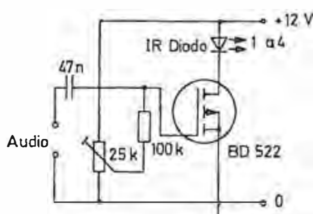
Infine, se la scansione segue le regole di quella usata in televisione (vale a dire che crea un reticolo, e si ha allora una vera e propria telecamera termica) il risultato è appunto un'immagine di tutta la scena, con una ripresa che può essere effettuata in piena notte. I primi sistemi richiedevano l'illuminazione, sia pure ad infrarossi (e quindi invisibile) del soggetto; gli attuali, detti « passivi » possono fare a meno della sorgente di luce artificiale: usano un « vidicon » basato sull'effetto piroelettrico (trasformazione di calore in elettricità), di conseguenza sensibile soltanto alle variazioni di temperatura della scena da riprendere.

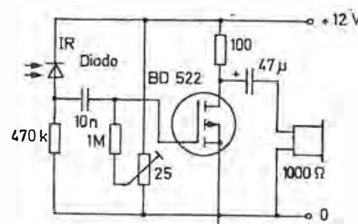
Naturalmente vi sono anche impieghi industriali di questa tecnica. Se la rivelazione è memorizzata, ad esempio, è facile tenere sotto controllo contenitori di liquidi caldi: le zone soggette a surriscaldamento possono essere messe subito in evidenza. Anche perdite di calore nei sistemi di riscaldamento, così come infiltrazioni di calore durante la stagione estiva sono localizzabili. La visione notturna utilizza frequenze attorno ai 10 µm e quasi sempre si avvale dell'ausilio derivante da speciali tubi « intensificatori di immagine ».

Se si vogliono trasmettere suono o informazioni si modula una sottoportante che modula a sua volta la radiazione infrarossa: la frequenza della sottoportante è normalizzata a 95 kHz (95 e 250 kHz in caso di stereofonia). Questa frequenza è invece di 30 kHz in caso di telecomando televisori. Così agendo si attenua in modo drastico il rumore di fondo che la luce ambiente (sia proveniente dal sole che da lampade ad incandescenza) può provocare.

Circuiti integrati recenti (tecnica VMOS) permettono ora per il telecomando, in virtù di una modulazione ad impulsi codificati, un'elevata velocità di trasmissione, più alta potenza grazie all'intermittenza d'esercizio, consumo di soli 2 mW per comando ed infine non necessarietà della sottoportante. La **figura 11 ZT** riporta due semplicissimi schemi d'impiego: il segnale audio (informazione) modula la corrente del diodo ad infrarossi. In ricezione la luce modulata altera la corrente di rivelazione che attraversa la resistenza di 470 kΩ e modula il VMOS che può pilotare direttamente un piccolo altoparlante.

Fig. 11 ZT - Gli schemi mostrano come sia facile attuare i due punti terminali necessari ad un collegamento, usando transistori del tipo VMOS dei quali si sfrutta la linearità di variazione tensione « gate »/ corrente « drain ». Nell'emittente (a sinistra) si possono inserire, in serie, sino a 4 diodi d'emissione.





Allarmi e antifurto

Radiazioni come quelle testé esaminate, in quanto possibile mezzo di collegamento tra due punti si prestano agevolmente al controllo a distanza di uno stato di fatto o di un'azione. Vogliamo dire che un fascio di ultrasuoni o di raggi infrarossi ad esempio, interrotto (alterazione dello stato di fatto) può essere alla base, per tale semplice azione, di un processo di intervento o quanto meno di segnalazione.



Fig. 12 ZT - Microinterruttore magnetico (« reed »): può segnalare un'apertura, una vibrazione, il compimento di un movimento previsto (ad esempio, un fine corsa), ecc. È caratterizzato da peso e dimensioni ridotte, assenza di manutensione, alto isolamento tra comando e circuito d'attuazione, alta velocità di commutazione.

Il fatto poi, che le oscillazioni in questione siano invisibili rende possibile applicare il fenomeno ai fini di un controllo insospettato, il che può significare, per citare un caso, un'azione di sorveglianza contro il furto.

Non sempre però è necessario fare ricorso ad apparecchiature elettroniche del genere per installare un sistema di allarme. Un impiego razionale di interruttori « reed » può rappresentare una soluzione economica in più casi. Il « reed » **(figura 12 ZT)** è un interruttore comandato dal magnetismo: risulta assai comodo sfruttare a tal fine quello esistente in barrette di Ticonal o di Ferroxdure a varia forma.

Basta avvicinare il magnete all'ampolla ed in essa le due lamelle vengono a contatto: allontanando il magnete il circuito riprende la posizione primitiva (aperto). Così, se il piccolo magnete, ad esempio, è posto su di un galleggiante può funzionare da rivelatore di livello di un liquido: se si collocano due « reed » (uno in alto ed uno in basso del recipiente) si può avere la duplice segnalazione di livello consentito.

Naturalmente, applicati in maniera opportuna a porte o finestre i « reed » diventano elementi di avvio alla segnalazione in impianti antifurto.

Si è detto che la telecamera ad infrarossi permette la visione notturna senza la necessità di illuminazione della scena. Sullo stesso principio che sta alla base della ripresa con un tale Vidicon (la piroelettricità) agiscono singoli elementi sensibili **(figura 13 ZT)**; il loro impiego tipico consiste nel denunciare variazioni del flusso infrarosso da cui sono investiti. Perciò si può fare in modo che una certa zona costituisca il campo di osservazione: se qualcosa avviene in quel campo (entrata di un intruso) il movimento che ciò provoca, e solo quel movimento, produce variazioni della condizione statica generanti un segnale d'uscita.

È possibile creare nell'area sorvegliata più punti concomitanti di alta sensibilità ricorrendo ad una serie di specchi curvi, adiacenti, posti in maniera da riflettere l'immagine della loro rispettiva zona parziale su di un unico punto focale, comune, nel quale viene posto il rivelatore. Il segnale, debitamente amplificato — protetto dal rumore e da falsi comandi dotando di isteresi l'intervento di uno stadio — va ad eccitare un relé. Un filtro ottico tra immagine entrante e gli specchi può eliminare altri falsi allarmi, e precisamente quelli causati da variazioni di temperatura dell'atmosfera.

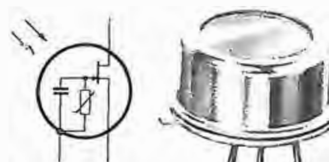


Fig. 13 ZT - Incapsulato in un contenitore per transistori TO5 questo rivelatore piroelettrico, come si vede comprende un elemento sensibile, un transistore FET ed un circuito RC con R non lineare che protegge il transistore dai sovraccarichi. La risposta spettrale può essere da 1 a 15 µm oppure da 6,5 a 14 µm: in quest'ultimo caso la luce solare non interferisce.

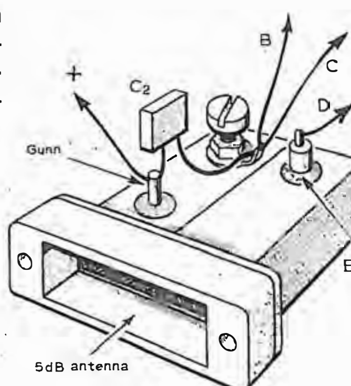
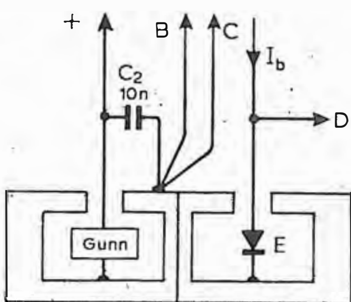


Fig. 14 ZT - Doppia cavità ricetrasmittente (mod. CL 8960) per frequenza di 10,7 GHz. Dimensioni = 61 x 40 x 46 mm; potenza d'uscita = 8 mW. B e C sono diretti a massa, D all'elaborazione del segnale. C 2 = condensatore di fuga, da 0,1 µF. Diodo emettitore = tipo Gunn; rivelatore = tipo Schottky.



Per contro, se quest'ultimo filtro è assente, il dispositivo può divenire di proposito un allarme antincendio, con globale semplificazione di tutta l'ottica. La fiamma ed i gas caldi con la loro variabilità danno luogo a quei mutamenti che l'elemento piroelettrico richiede per fornire segnale.

Anche con gli utrasuoni e con le microonde si possono controllare zone o locali: con essi si sfrutta l'effetto Doppler (vedi pagina 22 lm). Questo controllo, così come quello che attuano gli infrarossi, è detto « volumetrico » perché ha azione in tutto il volume dell'ambiente. Il controllo che deriva dal collocamento e posizionamento di più interruttori « reed » è invece, evidentemente, soltanto un controllo « perimetrico ».

La tecnica Doppler (mutamento di frequenza riflessa dovuta al movimento del soggetto) se attuata con gli ultrasuoni richiede accorgimenti nell'impianto affinché fonti spurie di suono intenso (suonerie) o movimenti di grandi superfici (saracinesche, ecc.) non provochino falsi allarmi. Molte volte si inseriscono, così come abbiamo accennato per gli infrarossi, ritardi di intervento al fine di discriminare gli impulsi, ma ovviamente si perde in prontezza di intervento.

Se attuato con le microonde un impianto Doppler ha molta analogia con il radar. In tali impianti si adottano nei circuiti, come è noto, cavità risonanti e guide d'onda che sono abbastanza economiche e sempre molto piccole **(figura 14 ZT)** in quanto le frequenze usate sono attorno ai 10 GHz; inoltre, questi componenti della risonanza sono tali da permettere circuiti selettivi con fattore di merito molto alto.

L'energia riflessa, anche da piccoli oggetti, è importante così che la portata utile risulta maggiore (sino a 50 m con apparecchi di tipo corrente) di quella ottenibile con altri sistemi.

Naturalmente, la messa in opera di un sistema di sicurezza antifurto comporta, oltre alla scelta del tipo di rivelatore (ultrasuoni, infrarossi, radiofrequenza) diverse altre scelte: dove porre l'apparecchiatura, come alimentarla, dove far passare i cavi, quale tipo di allarme innescare, ecc.

L'assieme che elabora i segnali (detto spesso, « centralina ») è ovvio, deve essere collocato in zona non facilmente accessibile e nascosta. La posizione dei dispositivi rivelatori perimetrici e volumetrici (quasi sempre si usano entrambi) deve risultare dalla loro importanza strategica (passaggi obbligati, interdipendenti, ecc.). L'allacciamento alla rete deve essere fatto, con linea apposita, a monte dell'interruttore generale della casa; è pressoché indispensabile una batteria tampone d'accumulatori. Il dispositivo segnalatore può essere a distanza: può anche dar luogo ad una chiamata telefonica.

Radiocomando

Quando un'operazione di comando a distanza (senza cavo) deve presentare il miglior grado di affidamento e, nello stesso tempo la distanza tra i due posti terminali è di una certa rilevanza, l'unico vettore cui ci si può affidare è tuttora quello delle onde a radiofrequenza.

La scelta della gamma di frequenza è dipendente dalla distanza da coprire, a volte dall'orario di impiego ed anche, in particolar modo, dalla situazione locale nei riguardi di possibili interferenze.

La scelta del tipo di modulazione è legata anch'essa alla situazione interferenze e disturbi elettrici nonché al numero ed al tipo di istruzioni che devono essere trasmesse.

La scelta della potenza, infine, in certo qual modo viene dopo la decisione relativa agli altri fattori: essa deve solo garantire il servizio. È evidente che se si è adottata — ad esempio — la modulazione di frequenza (assai meno soggetta ai disturbi che non quella d'ampiezza) può risultare sufficiente — in presenza di disturbi e per lo stesso collegamento — una potenza inferiore a quella che necessiterebbe per una modulazione d'ampiezza.

Scopo del radiocomando può essere tanto un'applicazione utile in campo industriale, segnaletico, di collaudo, ecc., quanto un uso dilettantistico per governare il movimento di modellini (navi, auto, robot, aerei, ecc.). Di conseguenza ci si può accontentare di interventi semplici, elementari, diretti, così come può essere, invece, necessario lo svolgimento automatico di un programma, l'interdipendenza di ordini, la temporizzazione di azioni, la rispondenza a codici, ecc. Fermo restando il supporto (onda portante) muteranno allora, e di molto, i modi ed i mezzi della modulazione che potrà passare dalla classica modulazione d'ampiezza alla modulazione ad impulsi, modulazione secondo codice digitale, dall'emissione di un solo ordine a quella di più ordini contemporaneamente.

Le soluzioni più consone alla tecnica dilettantistica sono tuttora quelle che si basano sulla modulazione della portante mediante un segnale di bassa frequenza. In ricezione nulla accade se l'onda in arrivo non è modulata ma, non appena vi è presenza della « nota » modulante si verificano le condizioni che portano all'inserimento di un dispositivo azionatore, solitamente di tipo elettromeccanico (relé). In altre parole, lo stadio rivelatore del ricevitore installato sul modello offre allora quella tensione continua che provoca il passaggio di una adeguata corrente nella bobina di un relé.

Facendo in modo che in ricezione un apposito filtro selettivo consenta il passaggio della sola frequenza (bassa frequenza) prescelta in trasmissione per la modulazione si ottiene che solo usando quella frequenza il relé sarà azionato. L'impiego di più filtri, tarati ognuno su di una differente frequenza, permetterà di selezionare i relé relativi (e quindi le differenti azioni di comando) soltanto commutando (vedi **figura 15 ZT**) la frequenza modulante. In altri termini, si potranno avere tanti « canali » di modulazione. La frequenza di questi canali solitamente è compresa tra 1 000 e 3 000 Hz: è sufficiente una differenza di frequenza tra l'uno e l'altro (ove ne occorrano molti) calcolata su di un rapporto 1,35 ÷ 1,50. L'assieme previsto per tutte le azioni può essere definito « codificatore ».

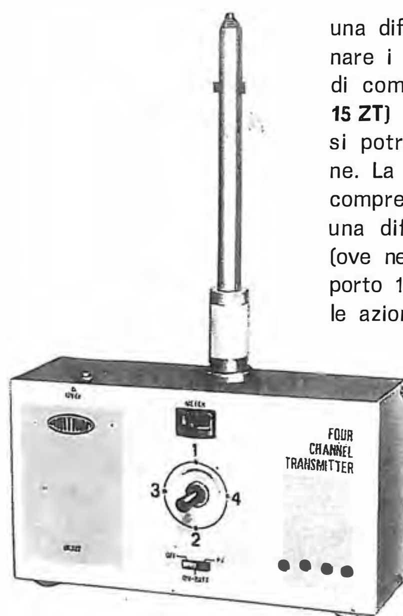


Fig. 15 ZT - L'azione con la quale si interviene sul moto, direzione, arresto, ecc. del dispositivo telecomandato deve essere sicura, decisa e spesse volte molto rapida: su questo trasmettitore allo scopo l'azione è conseguente al maneggio di un commutatore a « cloche » la cui leva rende istintiva e visiva (1-2-3-4) la scelta del canale di modulazione.

La frequenza dell'onda portante deve essere in gamma autorizzata: molto spesso si usa quella dei 27 MHz che è tuttavia assai soggetta a segnali di interferenza. Di conseguenza, a meno che la distanza tra trasmettitore e ricevitore sia molto breve, sono preferibili i 72 MHz.

La modulazione, si è detto, può essere improntata a sistemi diversi; essa non deve essere necessariamente conseguente ad un'onda sinusoidale: può essere in relazione ad onde rettangolari (**figura 16 ZT**) presentanti sempre la stessa ampiezza, e differenziarsi in frequenza (durata degli impulsi) o anche, a parità di frequenza, nella durata del tratto rettilineo superiore o di quello inferiore.

Le diverse forme di modulazione sono utilizzate vantaggiosamente per perfezionare o ampliare nelle caratteristiche il risultato finale. Così — ad esempio — mentre con la modulazione d'ampiezza si ha sempre un risultato di « tutto o niente », variando la frequenza si arriva a disporre di informazioni proporzionali, il che è come dire che volendo si può far variare con continuità la velocità di un motorino; variando contemporaneamente il rapporto ciclico si dispone anche di un « tutto o niente ».

I ricevitori, specialmente se destinati al radiocomando di modellini differiscono dai ricevitori radio normali in primo luogo per dimensioni e peso che, ovviamente, devono essere quanto più ridotte possibile. Lo stadio rivelatore varia in relazione al tipo di modulazione; necessita una sensibilità elevata in quanto l'antenna che si può installare è quasi sempre di scarso sviluppo. Circuitalmente si fa ricorso sia al tipo a superreazione che a quello supereterodina. Circuiti integrati, oltre a transistori FET e MOS già d'uso assai corrente hanno apportato notevoli vantaggi per riduzione di ingombro e di consumo. Appositi integrati infine (sviluppati per il comando dei televisori) possono permettere, anche nel campo della modellistica, soluzioni semi-professionali (sistemi digitali).

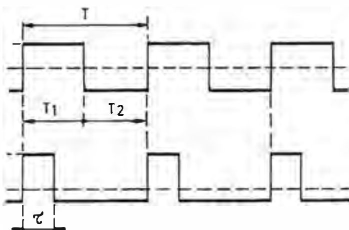


Fig. 16 GT - Di un'onda modulante rettangolare (ampiezza costante) si può variare la frequenza ma, come si vede sopra, si può anche variare il rapporto ciclico, cioè rendere differenti le durate di T1 e di T2. Entrambe le variazioni possono coesistere: con due diversi demodulatori si hanno allora due azioni di comando contemporanee.

Servo-meccanismi

Con questo termine si può intendere, nel senso più lato, qualsiasi meccanismo che, azionato a comando, attui un'azione definita e programmata: il comando può pervenirgli a mezzo filo o meno. Tutto ciò che abbiamo accennato nei riferimenti al telecomando è quindi strettamente connesso all'azione di un meccanismo finale d'azione diretta o indiretta: e, come si è detto, uno di questi meccanismi — quello forse più diffuso e maggiormente noto — è il **relé**. Lo vediamo schematicamente in **figura 17 ZT.**

Il relé, anche nelle sue esecuzioni più elaborate ha quasi sempre una funzione semplicemente intermediaria. Ciò significa che esso agisce in definitiva, solo da commutatore perché limita il suo intervento all'inserzione ora dell'uno, ora dell'altro attuatore. Sempre restando nell'ambito del telecomando di modellini, vediamo in **figura 18 ZT** un motore il cui senso di rotazione (motore per corrente continua) dipende dalla polarità della tensione applicata: un relé (in questo caso, a due vie) che provveda ad invertire la polarità consente il comando a distanza di un timone.

Se le esigenze delle attuazioni — come avviene in campo professionale — sono più severe, si devono risolvere i problemi con attuatori più sofisticati, maggiormente controllabili (spesso, autocontrollantesi), dosabili nell'azione e nei tempi, più precisi, più affidabili.

Con un'elettronica di comando quale può essere oggi preventivata e progettata in particolar modo usufruendo della tecnica digitale per il sistema, e dei circuiti integrati per l'applicazione, si possono ottenere servizi meccanici di estrema precisione (utili in particolar modo nell'automazione) adottando un tipo particolare di motore definito « **passo a passo** » (**figura 19 ZT**).

Il motore suddetto (può essere a magneti permanenti o a riluttanza variabile) è comandato da impulsi: ciascun impulso fa ruotare il suo albero di un angolo ben definito. Vi sono modelli previsti — ad esempio — per 1,8° di rotazione per impulso, ciò che vuol dire che si può frazionare un intero giro (360°) in 200 posizioni (in altri termini, occorrono 200 impulsi per giro).

L'errore di posizionamento è basso, e percentualmente sempre più basso se il numero di passi è alto. Con un accorgimento circuitale si possono portare i passi di avanzamento ad un angolo di valore pari alla metà di quello caratteristico: nel caso citato a 0,9°.

Se non viene inviato alcun impulso il motore, grazie alla corrente continua circolante nei suoi avvolgimenti, rimane saldamente in posizione stabile. Il senso di rotazione può essere invertito nel tempo e nell'arco di un solo passo; questa operazione può essere ripetuta anche frequentemente senza pregiudizio per il motore.

Il movimento rotativo dell'albero può essere facilmente tramutato in lineare: un sistema per

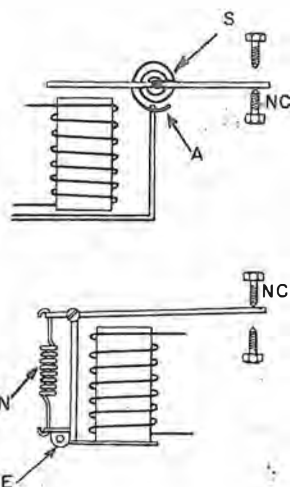


Fig. 17 GT - Il classico relé elettromagnetico presenta una molla di bilanciamento (S) o di tensione (N). Nel primo caso (in alto) il circuito, normalmente chiuso (NC) a riposo, viene aperto dalla presenza di corrente nella bobina; nel secondo caso accade l'opposto. Da A e da E si adduce corrente per NC.

ottenere questa trasformazione consiste nel calettare sull'albero una vite senza fine, ponendovi aldisopra il carico utilizzatore che per accoppiamento meccanico viene così costretto ad uno spostamento destra-sinistra o sinistra-destra. Tale avanzamento possiede tutte le caratteristiche della trasformazione di impulsi in movimento meccanico prestabilito: cambi di rapporto nell'accoppiamento permettono altrettanti mutamenti di velocità di spostamento.

Un caso tipico di applicazione di quest'ultima tecnica lo si riscontra nei comandi di tavole a coordinate (per lavorazioni meccaniche o disegno, ecc.) ove si raggiungono risoluzioni di un centesimo di millimetro.

Vi sono appositi circuiti integrati per le apparecchiature facenti capo a motorini passo a passo: uno di essi è denominato SAA 1027 e comprende tutte le logiche necessarie per realizzare le funzioni elettroniche intermedie fra gli impulsi di comando e gli avvolgimenti del motore; comprende inoltre gli stadi di potenza sì da fornire 500 mA continui, unipolari, a ciascuna fase di un motore previsto a 4 fasi (2 statori) e per 12 volt.

Per rilevare, trasmettere ed elaborare dati di

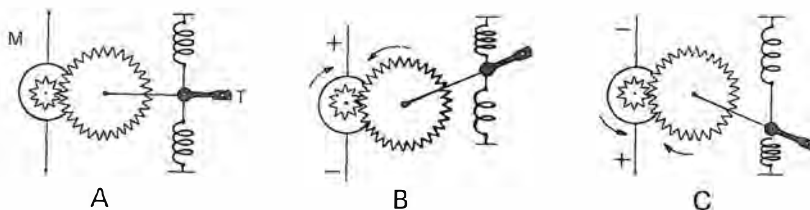


Fig. 18 GT - Un motore M ha sull'albero una rotellina dentata ingranante in altra più grande: se il motore non riceve corrente il timone T è a riposo (dritto) ivi mantenuto da 2 molle antagoniste; se giunge tensione con una polarità (B) la rotazione porta il timone da un lato, con polarità inversa (C) dall'altro. L'inversione di polarità può essere opera di un relé telecomandato.

posizionamento angolare si impiegano nell'elettronica professionale e militare, motori « **sincro** », alquanto analoghi a quelli passo a passo ora citati. Questi motori nei risultati del loro funzionamento possono essere paragonati in certo qual modo ad un trasformatore del quale sia dato variare facilmente il grado di accoppiamento tra primario e secondario: la semplice rotazione del loro rotore porta infatti ad un eguale risultato.

Tra un motore sincrono ed un altro dello stesso tipo posto a distanza (collegamento con cavo) è attuabile la trasmissione di informazioni d'angolo senza necessità di ulteriori apparecchiature ed anche senza apporto di energia. Questi motori, in altri termini, permettono la trasmissione diretta di coppia, trasmissione che può essere stabilita tra un « trasmettitore » ed uno a più « ricevitori ».

Ove occorra, però, maggiore precisione dell'assieme si trasmette l'informazione d'angolo mediante tensione proporzionale alla variazione d'angolo del trasmettitore mentre, se necessita una maggiore coppia si inserisce, prima del carico, un amplificatore. Un tipo, detto « trasmettitore differenziale di coppia » trasmette un'informazione elettrica di posizione angolare pari alla somma algebrica (o alla differenza) di due diverse entrate, una elettrica (sullo statore) e l'altra meccanica (sull'asse del rotore).

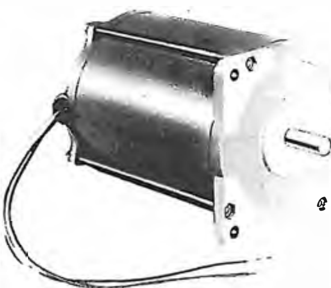


Fig. 19 ZT - I motori « sincroni » e « passo a passo » presentano caratteristiche di estrema rapidità d'arresto, partenza ed inversione. La velocità dei primi (rotazione continua) è strettamente legata alla frequenza della corrente alternata d'alimentazione; i secondi (per corrente continua) possono giungere a ben 20 000 passi al secondo.

Visualizzatori

Al capo estremo, terminale, di un'apparecchiatura elettronica troviamo spesso un dispositivo atto a tradurre in forma accessibile ai nostri sensi il risultato di un'elaborazione o di un processo. Ed è proprio per raggiungere questo scopo che molte volte l'apparecchiatura è stata elaborata. Il lettore sa già che ci riferiamo, in ultima analisi, a dei « trasduttori » e che tale è un altoparlante che ci fornisce il suono, così come tale è il tubo catodico che ci fornisce un'immagine. Sono i casi più noti di predisposizioni del genere.

Se non è una vera e propria immagine (scena) che interessa ma, ad esempio una sola cifra, o una serie di cifre o anche una o più scritte, il dispositivo finale prende più genericamente il nome di visore o visualizzatore (che rende « visibile » il risultato).

Tra i primi sistemi del genere deve essere citato quello a proiezione, una esecuzione del quale, tra le diverse possibili, è rappresentata in **figura 20 ZT.** Numeri ed eventuali caratteri ottenibili possono essere cambiati nei modelli sostituendo una maschera, che nell'esempio reca 12 matrici: il comando è semplice in quanto basta alimentare, volta a volta, con un solo conduttore commutato la lampadina corrispondente per far apparire la diversa cifra. Quest'ultima può essere alquanto grande e molto luminosa. Più unità affiancate consentono la formazione di righe.

Si è avuto in passato un impiego molto diffuso di indicatori quali quello di cui a **figura 21 ZT.** I primi modelli del genere erano ad incandescenza ma successivamente si è passati ai tipi elettroluminescenti in gas ionizzato (plasma). Sono formati da un solo anodo e più catodi: questi ultimi sono foggiati secondo una lettera o cifra che si vuole rappresentare. Applicando al catodo della cifra una tensione di 200 volt circa (siamo in presenza di catodo « freddo » in quanto non esiste filamento) lo stesso si contorna di un alone luminoso colorato (rosso, rosa, arancione) in relazione al tipo di gas (o alla miscela di gas) contenuto nell'ampolla. Le cifre sono su piani sovrapposti ma essendo formate da filo sottilissimo permettono la reciproca trasparenza: le altezze vanno da 3 a 70 mm.

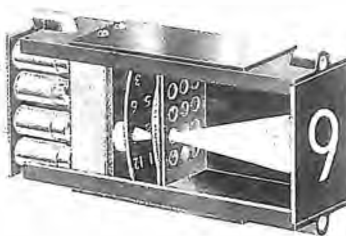


Fig. 20 ZT - Indicatore a proiezione. Si possono avere anche 24 simboli, colori diversi e sovrapposizioni. Le lampadine (6,3 ÷ 28 V) richiedono dai 2 ai 3W. Il dispositivo è geniale, assai luminoso ma relativamente ingombrante e costoso.



Fig. 21 ZT - Indicatore a plasma. Il tipo più noto è il « Nixie »; basa il funzionamento sulla scarica tra anodo e catodo in gas raro; ha lunga durata (oltre 100 000 ore) ed è stato molto impiegato in passato.

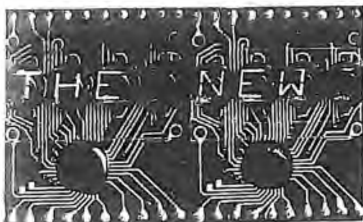




Fig. 22 ZT - Predisposizione di diodi Led a segmento per raffigurare cifre e lettere. A sinistra, due moduli affiancati: in ciascuno, 4 cifre in sequenza (di 16 segmenti) con elettronica di comando. Sono, in effetti, moduli completi di decodificatore ASCII per 64 segni (16 x 4), multiplexer, memoria e stadio pilota del Led.

Per ovviare all'inconveniente derivante da un ingombro importante se i numeri da formare sono grandi, si è passati ai visualizzatori a segmenti. La **figura 22 ZT** ci mostra come, in questo caso, le cifre non siano più a tratto continuo bensì possano risultare dalla varia combinazione di singoli segmenti resi luminosi volta a volta. Questi segmenti possono essere in numero di 7, di 8 e di 14 (anche di 16). Nel primo caso possono apparire dieci cifre e tredici lettere, nel secondo (i due tratti verticali al centro sono connessi assieme) si ha in più la possibilità di osservare l'1 posizionato a giusta distanza dalle altre cifre, nel terzo caso si ottengono oltre alle dieci cifre tutte le lettere dell'alfabeto.

Assai spesso si incorporano ausili ottici per i segni: in **figura 23 ZT** una striscia di 8 cifre, ciascuna delle quali reca una lente di ingrandimento che amplia anche l'angolo di visibilità.

Invece dei diodi a tratto sin qui citati si usano a volte diodi a luce puntiforme: in tal caso si crea un reticolo rettangolare (ad esempio di 5 x 7 punti) per poter formare in esso cifre e lettere. Si veda in proposito quanto già esposto a pagina 11x e seguenti.

Il settore dei visualizzatori ha un'espressione spettacolare nel caso dei video terminali (**figura 24 ZT**). Il tubo catodico è certamente un organo ideale per riprodurre molte righe di dati ed ancor più, di testi.

Un cenno a se meritano i dispositivi detti a « cristalli liquidi » di cui ora diremo.



Fig. 23 ZT - La struttura dei moduli prevede sempre l'affiancamento per formare righe.

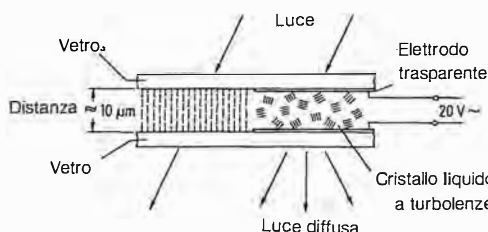


Fig. 24 ZT - Lo schermo di un tubo permette la visualizzazione di intere pagine con testi, curve, grafici, ecc. ad alta risoluzione. Vi sono anche tipi a più colori. Il video-display è indispensabile per il colloquio operatore-elaboratore.

Cristalli liquidi

A differenza dei visualizzatori testé citati che basano il loro funzionamento su organi generatori di luce (e possono per questo fatto essere definiti « attivi »), i dispositivi di informazione visiva di cui ora diremo risultano essere decisamente « passivi ». Essi agiscono, infatti, soltanto in virtù della luce ambiente: la loro efficacia essendo strettamente legata al sistema di illuminazione.

I « cristalli liquidi » si presentano quindi con la citata caratteristica che pur essendo negativa nella sua essenza, apporta comunque un grosso vantaggio: quello del consumo oltremodo basso. Ciò si comprende in quanto non dovendosi creare luce — sono modulatori della luce incidente — non v'è richiesta di energia. Il basso consumo li rende particolarmente idonei ad un pilotaggio diretto da parte dei circuiti integrati.



Un cristallo (solido) presenta — è noto — una ben determinata struttura cristallina: le sue molecole hanno un grado di libertà che è praticamente nullo. Se però il cristallo viene portato a temperatura di fusione la sua struttura ne è distrutta e le molecole acquistano un alto grado di libertà. Orbene, vi sono sostanze organiche che, proprio per effetto del calore, sono in grado di assumere una fase intermedia tra lo stato solido e quello liquido.

Tale fase intermedia, (« mesofase ») si noti, risulta validamente stabile nella gamma di intervallo di ben determinate temperature. Nello stato così assunto da queste sostanze si riscontrano proprietà molto interessanti sia in campo ottico che elettrico, sia in campo chimico che meccanico.

In defintiva, ci si trova in presenza di materiale che ha le stesse proprietà ottiche di un cristallo (ad esempio, anisotropia, cioè caratteri fisici differenti nelle diverse direzioni, vale a dire possibilità di rifrazioni diverse e di conseguenza di dispersione o bloccaggio della luce) ma ha anche l'aspetto ed il comportamento di fluidità di un liquido. Da qui il nome di « cristalli liquidi ».

Le molecole di queste sostanze, che nella fase cristallina sono orientate come in **A** della **figura 25 ZT**, si dispongono come in **B** della stessa figura in una fase di temperatura diversa: tale fase è detta, in questo caso, **nematica.** Il liquido è piùttosto opaco, le molecole si allungano e tendono a scivolare l'una rispetto all'altra.

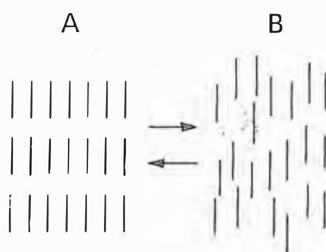


Fig. 25 ZT - Le molecole di un solido cristallino, la disposizione delle quali risponde alla struttura di cui in A passano, per effetto della temperatura alla struttura riprodotta in B (scivolando parallelamente) ed in questa posizione l'ordine cristallino è detto di fase nematica.

Fig. 26 ZT - Il liquido è drogato con sali conduttivi: le molecole (a sinistra) sono orientate verso la superficie dei vetrini (stato omeotropico). Se un elettrodo è sagomato a simbolo la sua raffigurazione diventa visibile sotto tensione; al cessare della corrente si ha nuovamente trasparenza. Il sistema è detto DSM (Dynamic Scattering Mode).

Un « sandwich » formato da uno strato di liquido posto tra due vetrini (**figura 26 ZT**) colpito dalla luce resta trasparente alla stessa (a sinistra, in figura). Dotando i due vetrini di una pellicola interna conduttrice e trasparente, ed applicando tra tali elettrodi una tensione alternata si genera una turbolenza nel liquido sì che esso diventa opalescente (a destra, in figura) e diffonde la luce ricevuta: il cristallo da trasparente che era diventa visibile.

Altri liquidi si comportano in modo diverso. In quelli detti **colesterici** le molecole variano lentamente, a elica, l'orientamento per piani sovrapposti: sono utilizzati, con strutture « sandwich » per segnalare la temperatura (termometri). In altri ancora — **smetici** — le molecole si riuniscono a mosaico o a grappoli.

Oggi, assai più del sistema DSM già citato ci si vale del TN-FEM (Twisted nematic field effect mode) a effetto di campo; offre maggiore contrasto, richiede minore tensione (più basso consumo), consente maggiore durata al dispositivo. Si sfrutta il cambiamento di direzione delle molecole che un campo elettrico produce.

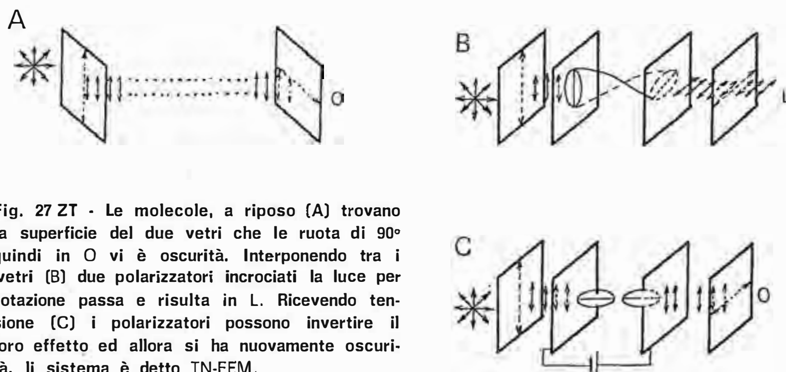


Fig. 27 ZT - Le molecole, a riposo (A) trovano la superficie del due vetri che le ruota di 90° quindi in O vi è oscurità. Interponendo tra i vetri (B) due polarizzatori incrociati la luce per rotazione passa e risulta in L. Ricevendo tensione (C) i polarizzatori possono invertire il loro effetto ed allora si ha nuovamente oscurità. Il sistema è detto TN-FEM.

La superficie dei due vetri è lavorata in modo da orientare le molecole con 90° di differenza tra l'uno e l'altro: tra i due vetri si pone un liquido nematico «ad elica ». Stante i 90° di rotazione la luce non passa (**figura 27 ZT** in **A**).

Interponendo due polarizzatori incrociati l'ulteriore rotazione di 90° rende visibile la luce (**B**) però, se si polarizza il campo (in **C**) le molecole si allineano in modo perpendicolare al campo e l'effetto del filtro incrociato è annullato: si ha nuovamente oscurità.

La **figura 28 ZT** mostra la configurazione già nota che conferita all'elettrodo permette l'apparizione (luminosa o scura, a seconda dei sistemi) di cifre e lettere. La **figura 29 ZT** è quella di una matrice con 80 x 21 elementi, capace di 3 righe di 16 caratteri.

Fig. 28 ZT - Suddividendo gli elettrodi in segmenti così disposti si possono far apparire cifre e lettere a seconda dei segmenti che (in base a Codice) ricevono tensione. Certe strutture agiscono per riflessione (cifre chiare) ed altre per trasmissione (cifre scure).

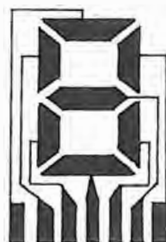
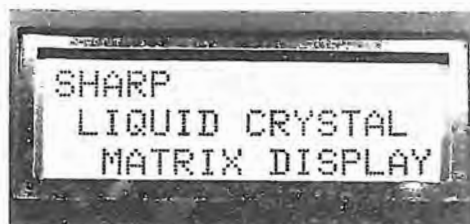


Fig. 29 ZT - Pannello (mm 91 x 38) sul quale possono apparire righe di caratteri (sistema TN-FEM); altri modelli hanno capacità di 80 lettere. Si stanno sviluppando tipi (PC) che sfruttano il cambiamento di fase colisterico/nematico: hanno effetto memoria e possono essere « multiplexati » (ricevere il segnale in modo ripetitivo).



Orologi

Con quanta rapidità ed entità di intervento l'elettronica sia penetrata nel campo dell'orologeria è fenomeno evidente a tutti. Era più che logico attendersi che, consentendo i mezzi ed i circuiti elettronici generazione, manipolazione e controllo di frequenze in condizioni di estrema precisione e stabilità, le tecniche relative fossero messe a profitto, prima o poi, di quell'indispensabile strumento-utensile che è l'orologio. Naturalmente, tutto ciò visto non come risultato scientifico, da laboratorio, ma come realizzazione di prodotto corrente, commerciale, con produzione e costi normali di mercato.

Le tappe sono state numerose in breve volgere d'anni. Se vogliamo soffermarci sulle innovazioni degli ultimi tempi possiamo citare, ad esempio, l'applicazione dei cristalli liquidi (**figura 30 ZT**) che ha preso il posto di quella dei diodi LED che l'ha preceduta, per la rappresentazione dell'ora in forma digitale.

In un orologio si possono distinguere quattro settori ciascuno dei quali deve svolgere una ben precisa funzione. Essi sono: una base del tempo (risuonatore), una sorgente d'energia, un meccanismo di affissione, un assieme di dispositivi di interconnessione. L'elettronica ha rivoluzionato tutte le soluzioni precedenti in atto per le funzioni anzidette, ma l'ha fatto in tempi successivi per settore, tanto che si sono avute — e ancora si hanno — soluzioni ibride nelle quali accanto ad un componente elettronico figura, in altro settore, il componente meccanico di vecchio tipo.

Naturalmente il punto di partenza è stato il ricorso al cristallo di quarzo quale generatore di base del tempo in sostituzione della coppia bilanciere-spirale. È stato un mutamento di enorme portata: il fattore di qualità ne ha guadagnato infatti da cento a mille volte.

Per l'energia, la cui sorgente originariamente è individuabile nell'azione di carica di una molla avente il compito di accumularla e restituirla al meccanismo di scappamento, si è passati ad una fonte di elettricità, cioè alla nota pila che, tra l'altro, si è riusciti a produrre in dimensioni così ridotte da poter servire anche, egregiamente, gli orologi da polso.



Fig. 30 ZT - Gli orologi da polso hanno trovato nell'affissione a cristalli liquidi una soluzione ideale grazie al bassissimo consumo di cui questa tecnica beneficia. Nella figura si può notare la formazione delle cifre mediante segmenti (vedi figura 28 ZT).

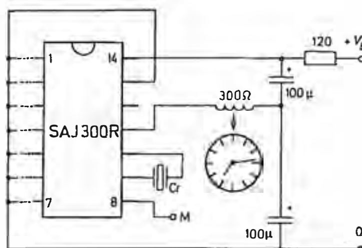
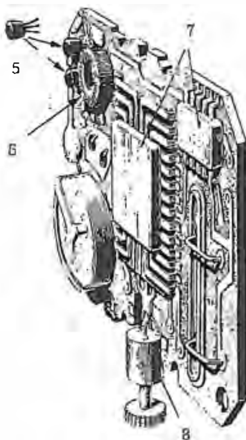


Fig. 31 ZT - Soluzione ibrida per orologi da tavolo che mantengono le lancette. È interessante per l'alta precisione che un sistema di intervento elettronico consente in relazione ai collegamenti 1 a 7: messa a punto della frequenza con variazioni graduali da 1,9 a 242 ppm.



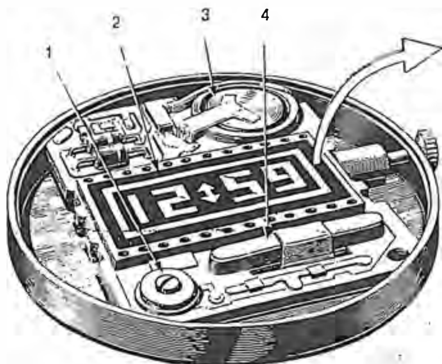


Fig. 32 ZT - Esempio di uno dei primi modelli a cristalli liquidi. Si notano: 1, compensatore per correzione frequenza; 2, visualizzatore; 3, pila; 4, cristallo d'oscillazione; 5, transistori; 6, toroide di carico; 7, integrati; 8, commutatore per arresto/avanzamento rapido.

Il sistema di affissione, così vistosamente mutato dalla lancetta (analogico) alle cifre (digitale) ha richiesto anche un adattamento psicologico, specialmente da parte di chi per anni è stato abituato ad una lettura analogica che offre, occorre dirlo, il vantaggio di una più immediata valutazione visiva (è la lettura inconscia di un angolo) del tempo mancante (o trascorso) nei riguardi di un'ora stabilita.

L'interconnessione, che nell'orologio classico è un assieme di ingranaggi posto tra la base del tempo ed il dispositivo di affissione, diventa con l'elettronica un assieme di transistori, diodi, ecc. attualmente compendiati — si intuisce — in un circuito integrato.

Come si è detto, si può volere un orologio che benefici delle innovazioni elettroniche senza peraltro giungere al « tutto elettronico ». Tale è, ad esempio, la soluzione di cui alla **figura 31 ZT.** Iv'i, cristallo ed integrato sono presenti, ma nello stesso tempo è mantenuta l'indicazione analogica ed un certo numero, ridotto, di ingranaggi. In questo caso la bobina indicata nel suo valore d'impedenza di 300 ohm è l'avvolgimento di un motorino del tipo passo a passo. Gli impulsi in uscita dell'integrato provocano la rotazione dell'albero che con apposito ingranaggio determina il movimento della lancetta dei secondi; dal movimento di questa sfera trae il moto un altro ingranaggio che fa ruotare la sfera dei minuti e da ultimo, con successivo passaggio, si giunge ad un giro in 12 ore.

L'integrato, del tipo C-MOS, include un circuito d'oscillazione cui viene connesso il cristallo « Cr ». La frequenza di quest'ultimo è di 4,194812 MHz: una prima suddivisione la porta ad 1,04870 MHz, controllabili al piedino 8; successivamente agisce un divisore a 21 stadî che mediante i collegamenti 1 a 7, tutti o parzialmente effettuati verso massa (13), permette opportune correzioni finali di frequenza.

Gli integrati che hanno preceduto il tipo testé citato non presentavano un dispositivo di intervento così sofisticato per la correzione della frequenza: accanto ad essi si riscontra allora (**7 in figura 32 ZT**) un piccolo condensatore variabile (« trimmer ») che corregge la frequenza all'origine, cioè quella del cristallo.

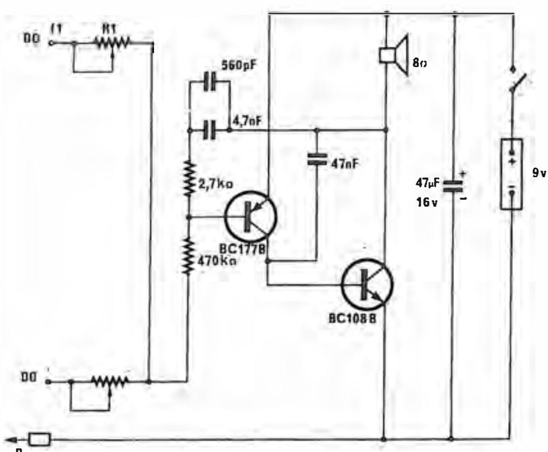
Quando l'orologio adotta l'affissione digitale si rende necessario un ulteriore integrato: esso ha il compito di decodificatore-interfaccia ed agisce in modo che siano attivati quei settori LCD (vedi figura 28 ZT) che interessano per la rappresentazione della cifra interessata.

In molte realizzazioni si riscontra una frequenza cristallo di 32,768 kHz; in altre non vi è cristallo ma si prende a campione la frequenza di rete (50 Hz). Tra le tecniche più avanzate, da citare il radioricevitore/orologio comandato dal segnale di una emittente di segnali campione e quello utilizzante l'integrato UAA 1003 in grado di formulare in altoparlante la dizione dell'ora. Sull'applicazione di quest'ultimo — si tratta di un generatore di parole programmato — diamo qualche cenno a pagina 26 zt.

Elettronica e musica

I primi approcci dell'elettronica verso gli strumenti musicali si sono avuti con l'inserimento di amplificatori di rinforzo del suono. Dal punto di vista musicale una semplice catena: microfono-amplificatore-altoparlante è però ben lungi dal rappresentare una soluzione tecnicamente valida; il punto debole essendone soprattutto il microfono, si è ben presto pensato di sostituirlo con organi di prelievo maggiormente idonei.

Questi — ove possibile — non captano il suono bensì agiscono in maniera diretta per la formazione di una corrente. Tali sono, ad esempio, quei trasduttori magnetici che sfruttando la vibrazione di corde dello strumento, come nella chitarra elettrica, avviano all'amplificatore un segnale di bassa frequenza.



Naturalmente, nelle intenzioni dei tecnici la meta è sempre stata assai più ambiziosa: i mezzi elettronici sono stati visti come fonti originali di suono, sia ad imitazione di quello di strumenti esistenti, sia in particolare per dar luogo ad effetti nuovi, del tutto particolari e caratteristici. Così si ha oggi, accanto alla musica strumentale, una musica elettronica.

I procedimenti ultilizzati per generare i segnali possono trarre profitto da tecniche diverse: ad esempio, dal principio elettro-magnetico già citato, da quello opto-elettronico, da quello elettro-meccanico, ecc. Tuttavia, trattandosi di soluzioni implicanti mezzi alquanto onerosi e non sempre molto pratici si è proseguito nella ricerca tendendo a soluzioni non necessitanti di parti in movimento ma sempre più automatizzate, integrate e statiche.

Gli strumenti musicali elettronici di quest'ultimo tipo hanno spesso assunto l'aspetto di quello riprodotto in **figura 33 ZT.**

Un oscillatore di bassa frequenza può essere utilizzato per generare un suono: se nel circuito che determina la frequenza si prevede una serie di componenti di diverso valore, inseribili a comando, in alternativa (ad esempio, con una serie di tasti) la nota emessa cambia in relazione al tasto manipolato. Scegliendo valori appropriati si può predisporre il tutto per generare in progressione una o più scale musicali (una o più ottave).



Fig. 33 ZT - Quasi tutti gli strumenti generatori di musica con sistemi elettronici ricorrono alla tastiera tipo pianoforte. Compaiono, accanto ai tasti, i comandi di «vibrato», « volume », « riverbero » ed altri che impegnano l'esecutore in una nuova tecnica. Scomparsa la cassa risonante molti strumenti diventano portatili.

Fig. 34 ZT - Sono da prevedere, tra un « Do » e l'altro, 11 resistenze regolabili per messa a punto, connesse come R1 (1 MΩ). P (che è a potenziale di massa) è il puntale da portare a contatto con le singole tacche per suonare. L'altoparlante sarà da 0,5 W. Il segnale è monofonico; può essere ulteriormente amplificato.

Su questa idea è basato il generatore di cui a **figura 34 ZT**: è, evidentemente, poco più di un giocattolo che, tuttavia consente l'esecuzione di qualsiasi motivo se si prevedono 13 posizioni di frequenza. Per suonare, in questo caso non vi sono tasti ma un puntale che sarà portato a contatto a seconda delle esigenze della melodia con tacche metalliche corrispondenti ciascuna al capo estremo di altrettanti resistori regolabili simili ad R1. Previa una prima taratura consistente nel variare il valore del decimo potenziometro sino ad ottenere la nota « la » (può essere scelta anche a 880 Hz) si possono regolare tutti gli altri onde avere in ordine progressivo dal « do » della scala disponibile sino al « do » dell'ottava superiore, le note e le 5 « diesis » necessarie. Se non si prevedessero queste ultime molti motivi non potrebbero essere eseguiti.

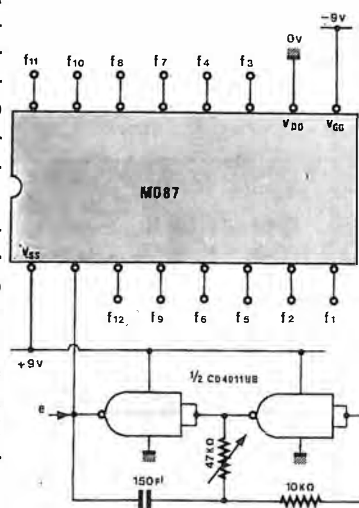


Fig. 35 ZT - Per abbracciare lo spettro di frequenza interessante i più noti strumenti bisogna disporre di una decina di ottave, non già di una sola come nella figura precedente. Appositi integrati facilitano ciò, a partire da una sola frequenza di base (d'orologio) introdotta in « e ». Forma d'onda delle uscite = rettangolare.

Per l'impiego in generatori di note musicali sono disponibili appositi integrati che permettono assai più della semplicissima soluzione testé vista: ne vediamo uno in **figura 35 ZT.** La caratteristica più significativa sta nella possibilità di fornire, automaticamente suddivise, le 12 frequenze di una scala cromatica a partire da una sola frequenza d'orologio introdotta (generata, in figura, da un integrato digitale formato da 4 porte NAND).

Si noti che tutte le frequenze sono disponibili anche contemporaneamente ciò che ha molta importanza per l'esecuzione musicale. Inoltre, dato che uno strumento completo, quale può essere un organo, deve disporre di più ottave è facile ottenerle inserendo o su ciascuna delle uscite dei divisori per 2, o aggiungendo altri MO-87 ed agendo, sempre con divisori, sulla frequenza pilota (d'orologio).

L'elettronica in questo campo, come tutti sanno, ha reso possibili nuove forme e nuovi aspetti della creazione musicale; basti pensare ai recenti sintetizzatori ed alla musica composta con le tecniche digitali. I diversi effetti (vibrato, tremolo, riverbero, Leslie, percussioni, eco, ecc.) sono tutti possibili con facilità così come lo sono i vari accompagnamenti tipici, ripetitivi.

Celle solari

Vi sono diversi modi per trarre energia dalle irradiazioni solari ma quello che qui ci interessa è evidentemente l'aspetto relativo all'impiego delle celle fotovoltaiche (**figura 36 ZT**). E' ben nota l'importanza che questi elementi hanno assunto e stanno assumendo sempre più, e ciò

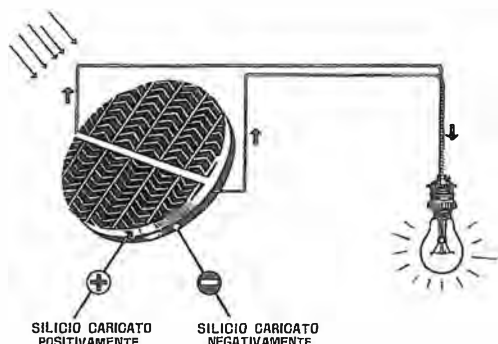


Fig. 36 ZT - È sulla giunzione PN che i fotoni della luce esercitano l'azione provocando un movimento cavità/elettroni cui corrisponde corrente elettrica nel carico. Incide su questo sistema di energia gratuita il costo del materiale, della lavorazione e degli accessori: tale costo, grazie a sempre nuove tecnologie sta notevolmente calando.

spiega l'intensa ricerca applicata volta al raggiungimento quanto più sollecito possibile di rendimenti a percentuale crescente. I risultati sono incoraggianti: già si parla di conversione pari al 22 ed anche 26% della luce (con impiego di arseniuro di gallio) contro il già interessante 16% attuale (silicio), raggiungendo 10 W per cm² e con in vista i 20 W cm².

Nate, le celle, per produrre l'elettricità necessaria agli ordigni spaziali e successivamente prese in considerazione per impieghi terrestri, ancora oggi per quelle destinate ai satelliti è fattore della massima importanza il peso: dagli attuali 200 W per chilogrammo si pensa di poter giungere nei prossmi anni a 1500 W. Sono in corso di approntamento pannelli con 140 000 cellule integrate (Intelsat V); sono fattibili generatori di qualche kW per i satelliti, di qualche decina di kW per stazioni spaziali autonome, di qualche centinaio di kW per fonti di energia nello spazio.

Le tecniche costruttive hanno visto l'introduzione di tecnologie spesso geniali: un esempio è dato in **figura 37 ZT** ove la struttura piramidale mette in atto una specie di trappola per la luce, che viene sfruttata in massimo grado grazie anche ad un trattamento superficiale del silicio che annulla la riflettività.

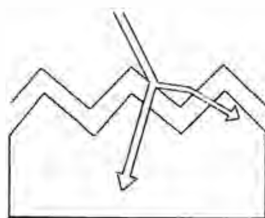


Fig. 37 ZT - Tecnologia NR (Non Riflessione): la superficie del silicio trattata chimicamente assume una struttura a piramidi che aumenta il rendimento perché è annullata la riflessione; la cellula appare nera.

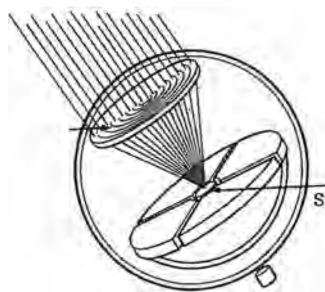


Fig. 38 ZT - Una lente di Fresnel (diametro 25 cm) concentra i raggi solari sulla cellula S contenuta in una sfera che può puntare verso il sole. Con 144 sfere, immerse in una vasca d'acqua circolante (4 x 4 m) si ottiene acqua calda ed 1 kW.



Fig. 39 ZT - Il lato a semiconduttore P della cella è interamente metallizzato onde riflettere i fotoni non assorbiti e costituisce uno dei contatti. L'altro contatto è formato da una griglia metallizzata sul lato N. Qui, metallizzazione di 0,9 m² di cellule (100 W) sotto vuoto.

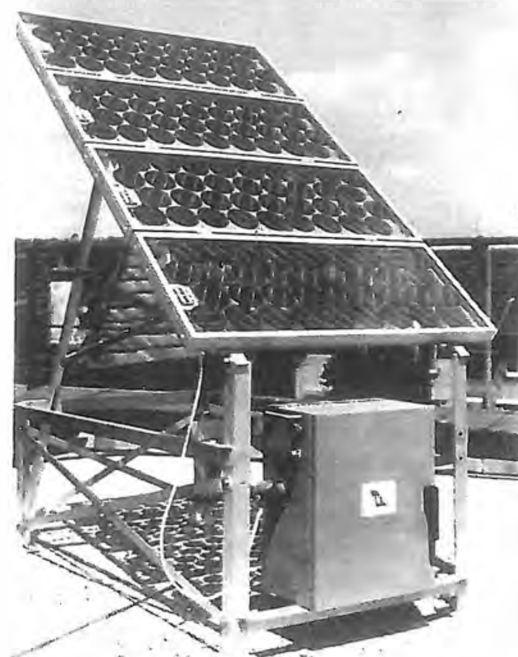


Fig. 40 ZT - Le singole celle dei 4 moduli misurano 10 cm di diametro. Il modulo misura 1055 x 428 x 47 mm e pesa 11 kg; fornisce a circuito aperto 21,2 V. Corrente di cortocircuito = 2,1 A, con irradiazione solare pari a 1 kW/m². Questa installazione mette a disposizione 132 W su tensione 16,4 V.

Un altro esempio è quello di **figura 38 ZT**. Qui si ha l'impiego di un concentratore del tipo lente di Fresnel; dal momento che la potenza generata da una cella è proporzionale all'intensità della radiazione si può in tal modo ottenere una riduzione del costo della cellula (minori dimensioni) a parità di potenza disponibile. Le celle al silicio monocristallino consentono fattori di concentrazione attorno a 100 senza che si verifichino alterazioni. Se le temperatura sulla cellula per effetto della concentrazione supera i 70°C bisogna provvedere ad uno scambio termico, tuttavia lo scambiatore può essere messo a profitto per fornire un fluido caldo anch'esso utilizzabile. Con concentratori parabolici o semisferici. (montando il tutto su di un congegno automatico di puntamento verso il sole, con rincorsa dello stesso) si raggiungono rapporti di concentrazione sino a 1000.

L'attuale costo elevato delle celle è dovuto in gran parte alla necessità di impiegare silicio a natura monocristallina. Si sta sviluppando ora un procedimento — tra gli altri — che permette un buon rendimento con celle di più grande area, non più monocristalline, vale a dire **policristalline**. Sono state già costruiti dei prototipi (**figura 39 ZT**) a forma quadra (10 x 10 cm) con rendimento del 10%, potenza di ciascuna cella pari ad 1 W; il costo, ora sulle 2500 lire per watt potrà scendere a circa 500 lire.

Il collegamento elettrico di più celle solitamente è effettuato con disposizione mista serie-parallelo e dipende dalla tensione e dalla corrente necessitante. Un esempio di installazione d'alimentazione è visibile in **figura 40 ZT:** sono impiegati 4 pannelli-modulo denominati BPX-47 C comportanti 36 celle, fornenti ciascuno 33 W (su 16,4 V). Gli impianti comportano sempre la presenza di una batteria-tampone e di un regolatore della sua carica: questa batteria, è ovvio, immagazzina energia per renderla disponibile in assenza di irradiazione solare.

Elettronica e navigazione

Non v'è dubbio che il più noto ed il più significativo accostamento elettronica-navigazione risale alla scoperta stessa della comunicazione hertziana: l'invenzione di Marconi e la sua utilizzazione in ausilio a mezzi mobili lontani è infatti, pressoché contemporanea. Da allora, lo stesso enorme progresso tecnico e tecnologico di cui l'elettronica ha usufruito si è riversato, ovviamente, in modo diretto ed indiretto sulla sicurezza e sull'estensione di un servizio che più di ogni altro, senza dubbio, ha importanza per la salvaguardia della vita umana.

Oggi la navigazione oltre che marittima è in larga parte anche aerea; per quest'ultima l'ausilio dell'elettronica è ancor più determinante e vitale. Non si tratta più della semplice comunicazione bilaterale, ma entra in giuoco il controllo costante, metodico, automatico dei mezzi di propulsione, la certezza della rotta (si è giunti, come si sa, al « pilota automatico »), la protezione anticollisione, il segnale di soccorso, la navigazione strumentale, il rilevo della posizione, lo scandagliamento, ecc.

Si può vedere in **figura 41 ZT** un apparecchio denominato **Loran** (Long Range Navigation); con esso si può determinare con alta precisione la posizione della nave o dell'aereo dislocantesi in un'ampia area. Altri sistemi per lo stesso fine sono noti come Decca, Omega ed NNSS; quest'ultimo utilizza i satelliti come punto di riferimento, gli altri invece traggono gli elementi di valutazione da stazioni radio fisse, terrestri.

Il principio di funzionamento è, per tutti questi sistemi quello di un rilevamento iperbolico: si basa cioè sulla valutazione delle distanze sferiche da due diverse stazioni irradianti segnali appositi. Viene misurata la differenza risultante dal confronto del tempo impiegato dall'uno e dall'altro segnale per giungere nella stessa località: la posizione del mezzo mobile risulta dall'intersezione delle due iperbole.

Esistono carte di navigazione apposite sulle quali si può leggere il punto nave riferendo ad esse i due valori delle coordinate leggibili sul ricevitore (Loran C) come valori numerici.

La **figura 42 ZT** mette in evidenza un fenomeno che forse il lettore, senza prestarvi molta attenzione ha egli stesso più volte riscontrato. Dato un ricevitore radio munito di antenna direttiva (tale è l'antenna-bastoncino di ferrite presente in molti portatili) si può osservare come il diverso orientamento dell'antenna favorisca oppure ostacoli la ricezione. Ciò è in relazione all'angolazione che si viene a creare nei confronti del punto in cui si trova l'emittente. La ricezione massima può però significare (**A**) che la fonte del segnale è in una direzione oppure in quella esattamente opposta (180°); ora, se noi utilizziamo in aggiunta un'antenna verticale (diagramma di sensibilità circolare, vale a dire da ogni direzione) e ne ritardiamo il segnale in modo da poterlo sommare in fase corretta con quello della direttiva avremo un aumento (**B**) solo in direzione dell'emittente, che potrà così essere localizzata. Abbiamo esposto il principio sul quale si basa il funzionamento del **radiogoniometro.**

Quest'ultimo serve pertanto per « fare il punto », e di conseguenza controllare la rotta: la **figura 43 ZT** ne mostra un esemplare valido anche per imbarcazioni da diporto.

La legge ne ha reso obbligatoria l'installazione su tutte le imbarcazioni che stazzano 1600 tonnellate e più. Gamma di frequenza: 255 ÷ 525 kHz. Le stazioni « faro » sono dislocate sulle coste (**figura 44 ZT**).

Abbiamo solo accennato ad uno dei più diffusi strumenti ausiliari ma evidentemente oggi calcolatori, servomotori, sensori, amplificatori, trasduttori, attuatori, ecc. entrano in gran numero nell'attrezzatura del mezzo navigante e tutti questi mezzi sono essenzialmente di natura elettronica.



Fig. 41 ZT - Ricevitore per Loran C. Il sistema impiega portanti di 100 kHz modulate ad impulsi. Le portate vanno da 1200 a 2000 miglia. Vi sono ricevitori che, grazie ad un elaboratore indicano direttamente il punto in coordinate geografiche, di spensando dall'uso delle carte speciali.

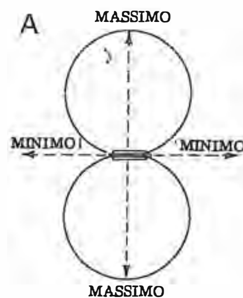
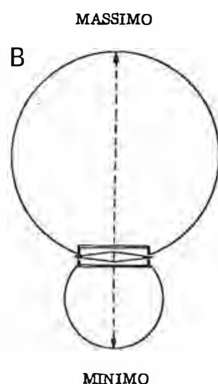


Fig. 42 ZT - Il diagramma di una antenna a telaio è bidirezionale: con antenne simili si accerta che il segnale può provenire da due direzioni, l'una a 180° rispetto all'altra.



Se si aggiunge a quanto captato dall'antenna a telaio il segnale captato da un'antenna omnidirezionale (verticale), dal lato dell'emittente arriverà in totale, maggiore segnale: la sua direzione sarà così accertata.

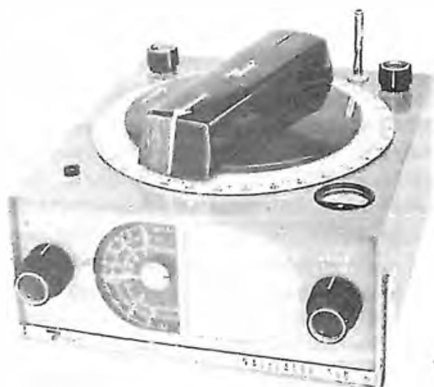
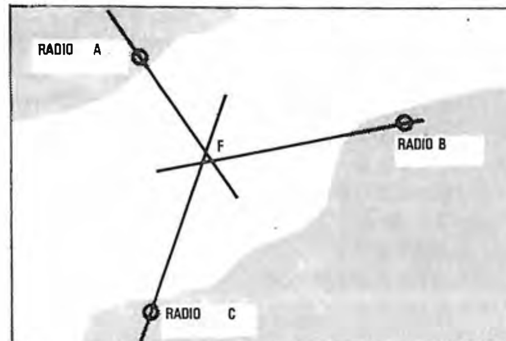


Fig. 43 ZT - Radiogoniometro tipico per navigazione da diporto. Sono visibili l'antenna verticale (estraibile) e l'antenna direttiva con disco graduato sottostante. L'indicazione di uno strumento di lettura col suo valore massimo costituisce l'elemento determinante delle operazioni.

Fig. 44 ZT - L'operatore sulla nave rivela la direzione di tre stazioni note; a seguito di questo rilevamento può determinare la sua posizione (F). In pratica, piccoli errori d'approssimazione portano al tracciamento di un piccolo triangolo: ci si può approssimare sino a ± 2°.



Impieghi del laser

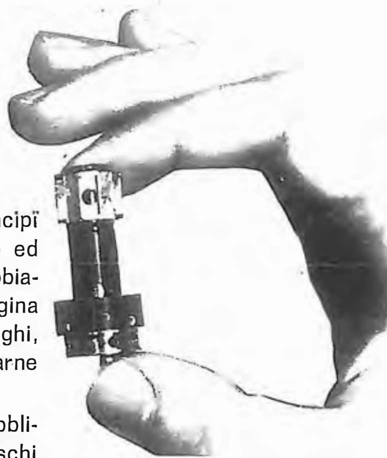


Fig. 45 ZT - **Unità di lettura per dischi video nella quale è inserito un laser all'arsenio di gallio. Misura soltanto 1 cm di diametro; ha una lunghezza di 4 cm e pesa 16 grammi. Il laser è dotato di circuito di controreazione elettro-ottica.**

Che cosa sia un laser, quali siano i principî del suo funzionamento, come sia strutturato ed in quali tipi possa essere differenziato lo abbiamo visto ampiamente da pagina 3x a pagina 11x. Si è fatto cenno anche ad alcuni impieghi, ed ora su tale argomento torniamo per citarne alcuni altri.

Tra le applicazioni destinate al grosso pubblico si va delineando quella della lettura di dischi video; per attuarla si è già usato il laser Elio-Neon (vedi figura 18X) ma ora sembra debba prendere la prevalenza il laser a semiconduttore (**figura 45 ZT**) in virtù delle sue ridotte dimensioni, della semplificazione circuitale e costruttiva del mezzo lettore nonché del minor costo che può derivarne.

La lettura dei videodischi codificati secondo l'attuale codifica composita fornisce un'immagine di qualità eccellente. Vediamo ora un'altra applicazione del laser, di alto interesse.

Se in **S** della **figura 46 ZT** è posta una sorgente di luce monocromatica puntiforme (qual'è appunto un laser) davanti alla quale sta un piano opaco con due fenditure (**S1** ed **S2**), al di là di esse si irradieranno rispettive onde sferiche che cadranno sullo schermo **A-B**. Nei punti **P1** e **P2** si avrà la somma dei due raggi luminosi percorrenti però tragitti diversi; a causa del cammino più lungo di uno di essi la fase del relativo raggio sarà ritardata, su A-B. Di conseguenza sullo schermo si verificheranno ripetute situazioni di completa opposizione di fase (ampiezza totale = 0, e cioè buio) e situazioni di fase gradualmente concomitante sino alla somma totale, corrispondente all'ampiezza di luce doppia di quella di un solo raggio. Ciò darà luogo a righe di interferenza visibili.

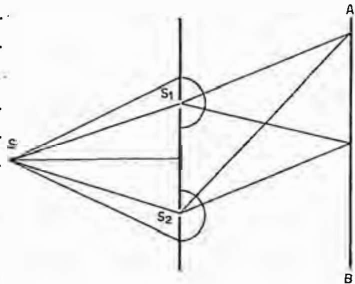


Fig. 46 ZT - **Alla base della tecnica olografica vi è il fenomeno, volutamente creato, dell'interferenza tra fasci di luce monocromatica, qual'è appunto quella di un laser. Sullo schermo** A-B **si verificano frange chiare e scure, alternate, a causa delle diverse fasi d'arrivo dei due fasci.**

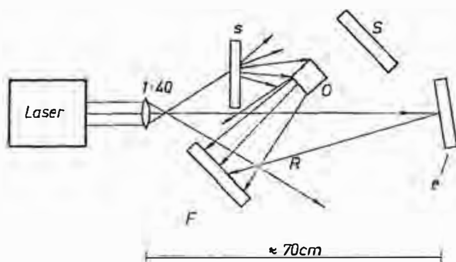


Fig. 47 ZT - Ripresa olografica. **Alla lastra fotografica** F **pervengono raggi riflessi dal soggetto** O **e raggi riflesi** (R) **dallo specchio** « e » S **è uno schermo ed « s » un diffusore della luce.**

Sul citato fenomeno fisico, che è detto « dell'interferenza luminosa », è basata l'**olografia** (scrittura o registrazione completa, del tutto).

Si fa una ripresa fotografica (**figura 47 ZT**) del soggetto **O** inviando alla lastra sia luce che non investe il soggetto (raggio di riferimento, « R », rinviato dallo specchio « I ») e luce riflessa dal soggetto. Sulla lastra si fisseranno delle frange di interferenza sulla base di quanto detto sopra, che dipenderanno dalla distribuzione dell'ampiezza e della fase dell'onda diffusa dal sogetto.

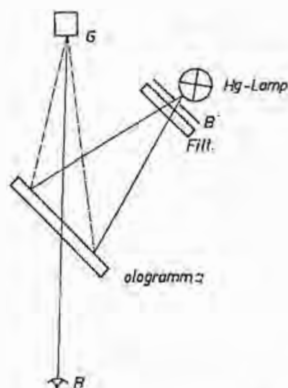


Fig. 48 ZT - Proiezione olografica. **Se l'ologramma registrato sulla lastra fotografica viene illuminato da una sorgente di luce puntiforme (lampada ad idrogeno) interponendo diaframma (B) e filtro** (Filt.), **l'osservatore (R) scorgerà l'immagine tridimensionale** G **del soggetto ripreso.**

Ora, disponendo di una lastra impressionata secondo tale principio, vi sono sistemi diversi per ottenere da essa una proiezione del soggetto che fornisca all'osservatore la visione tridimensionale; inizialmente il ricorso ad una sorgente laser anche per ricostruire l'immagine era tassativo ma si è poi visto (**figura 48 ZT**) che si può anche impiegare una sorgente puntiforme di luce bianca.

Davanti a chi osserva si formerà in ogni caso un'immagine in quanto risultato di due fonti di informazione diversa, entrambi presenti nelle frange della lastra. Si può anche agire sulla struttura di queste ultime affinché risultino nello spessore gelatina-argento tridimensionali, ed in tal modo, intervenendo in ripresa e proiezione con i tre colori primari (rosso, verde, blu) si hanno riproduzioni tridimensionali a colori.

L'olografia rivela la sua utilità in microscopia: un ologramma può svolgere il ruolo di una lente di ingrandimento ed essere utilizzato con i raggi X per i quali non sono disponibili lenti normali. La radiografia a tre dimensioni permette l'osservazione degli organi e delle articolazioni come se esse fossero avulse del corpo: l'esame può essere fatto così da tutti i lati.

L'olografia infine, non si esaurisce nella visualizzazione ove, comunque, ha ancora possibili sviluppi spettacolari nella televisione e nel cinema, ma è utilizzata in interferometria (analisi degli sforzi, delle vibrazioni, delle turbolenze), nella memorizzazione di informazioni (memorie ottiche a grandissima capacità e ad accesso rapidissimo), in elaborazioni ottiche nonché in analisi miste acustico-ottiche con trasferimento completo d'informazione dal campo acustico a quello visibile tridimensionale.

Il laser al suo apparire, una ventina di anni or sono, fu definito « una soluzione in cerca di problemi »: se ne intuiva, in effetti, la versatilità ma non si scorgeva sul momento il suo pieno utilizzo. Oggi possiamo constatare che, sebbene molte strade restino ancora da percorrere e da tentare, non pochi problemi hanno trovato nel laser la loro soluzione. Nelle telecomunicazioni — ad esempio — cadute a causa delle difficoltà ed irregolarità di propagazione le primitive speranze che alcune sue caratteristiche avevano suscitato, assistiamo ora ad una sempre più larga applicazione di questa oscillazione quale supporto non più avviato nello spazio ma all'interno di un nuovo mezzo, anch'esso in rapida evoluzione tecnologica: ci riferiamo alle « fibre ottiche » delle quali diremo tra breve.

Ricordando l'impiego del laser come misuratore di distanze (telemetria) dobbiamo poi citare le applicazioni che si riferiscono alle lavorazioni meccaniche (saldatura, taglio, foratura): esse molte volte rappresentano la soluzione ideale per risolvere problemi dovuti a difficoltà di lavorazione con le attrezzature classiche. Non vanno dimenticati infine, ulteriori usi in medicina ove si hanno bisturi per operazioni sulla retina dell'occhio, sui cancri del tessuto epidermico, per l'identificazione e localizzazione dei tumori, ecc.

Elettronica e medicina

Tanto la diagnostica (indagine sulle cause) quanto la terapia (cura) beneficiano da tempo dell'elettronica. Le realizzazioni più note, da tutti accettate, prime anche in ordine di tempo nella loro generalizzazione, sono quelle relative al rinforzo delle facoltà auditive. In questo settore la microelettronica ha, tra l'altro, portato a quella riduzione di ingombro che l'interessato, per molti motivi ha sempre vivamente auspicato. Anche l'« audiometro » (apparecchio adatto alla misura della sordità) è un frutto dell'elettronica.

La **figura 49 ZT** si riferisce (veduta in sezione) ad uno speciale e moderno fonocardiografo creato appositamente per l'ascolto dei battiti cardiaci del feto. Esso è caratterizzato da una riduzione di dimensioni e peso che lo fanno pari ad un decimo dei modelli preesistenti. L'elevato rendimento è dovuto alla pellicola piezoelettrica PZ, ad entrambi i lati della quale, per evaporazione vengono formati gli elettrodi in maniera da creare una polarizzazione: il film si comporta, per dar luogo al segnale, analogamente ad un elettromagnete. La frequenza del rendimento massimo è centrata su quella del suono cardiaco del feto che è attorno ai 70 Hz.

Il « pacemaker » è anch'esso assai noto. Suo compito è quello di influenzare il ritmo cardiaco, determinando stimoli mediante impulsi elettrici allorché manca un'attività regolare del seno-atriale; ne vediamo uno in **figura 50 ZT** tra i tipi destinati all'applicazione interna al paziente. Gli impulsi (ampiezza = 5 V) sono generati da un oscillatore e in questo caso hanno una frequenza attorno ai 70 Hz ed una durata di 1 ms. Nell'apparecchio sono incorporate tre batterie al mercurio (a lunghissima autonomia) il cui stato è controllabile dall'esterno.

Abbiamo appena detto del laser e tra breve diremo delle « fibre ottiche ». La trasmissione dell'irradiazione laser a mezzo di quel canale che è la fibra ottica permette (**figura 51 ZT**) la costruzione di un apparato per chirurgia (coagulazione di emorragie gastro-intestinali attraverso endoscopio, nel caso specifico). Ma, oltre a ciò, con la luce laser abbiamo visto come si possano ottenere immagini a tre dimensioni (olografia); orbene, realizzando radiografie tridimensionali il medico si pone in grado di osservare articolazioni ed organi da molti lati, quasi che essi fossero staccati dal corpo.

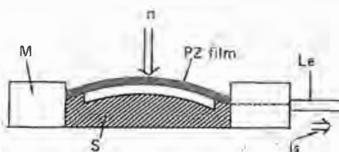


Fig. 49 ZT - Il film PZ (polimero cristallino di spessore 30 micron) riceve il suono delle vibrazioni cardiache; è teso sul supporto S di gomma (3 cm diametro). Un anello metallico periferico (M) blocca il tutto lasciando uscire i 2 fili « Le », connessi all'uno e all'altro lato metallizzati di PZ; essi conducono gli impulsi di segnale « Is ».



Fig. 50 ZT - « Pacemaker » per applicazione interna: misura 71 x 46 x 24 mm, pesa 120 g; è rivestito (compresi gli elettrodi d'acciaio) in resina epossidica. Il controllo del funzionamento dello stato batterie può essere eseguito con un magnete esterno.



Fig. 51 ZT - Si possono trasmettere, a scopo chirurgico, discrete potenze da laser con fibre ottiche. Agendo sulle terminazioni della fibra si migliora l'efficacia di accoppiamento e di focalizzazione nonché, in uscita, si diminuisce la divergenza rendendo meno critica la distanza fibra/bersaglio.

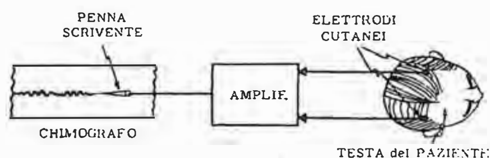
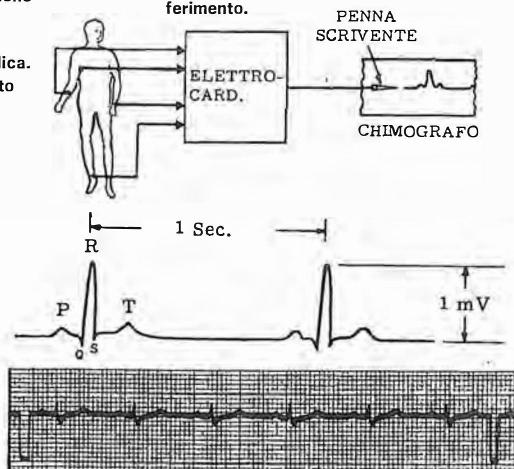


Fig. 52 ZT - Principio di funzionamento di un encefalografo. Si prelevano le tensioni prodotte dal cervello: di solito si usano più coppie di prelievo funzionanti contemporaneamente (più tracce) e corrispondenti a diversi punti della testa.

L'encefalografo, strumento usato per la diagnosi delle malattie nervose e mentali, traduce in forma grafica (**figura 52 ZT**) su di un nastro di carta gli impulsi elettrici prodotti dal cervello; dal punto di vista elettronico si tratta di una apparecchiatura non eccessivamente complessa. Analoga ad essa è quella che rileva elettricamente gli impulsi di origine muscolare prodotti dal cuore: è nota come elettrocardiografo. Come si vede (**figura 53 ZT**) il tracciato (elettrocardiogramma) mette in evidenza tre diversi impulsi, ripetitivi: **P** è prodotto dalla contrazione dell'orecchietta, **QRS** è il picco provocato dalla contrazione del ventricolo e **T** quello dovuto alla valvola.

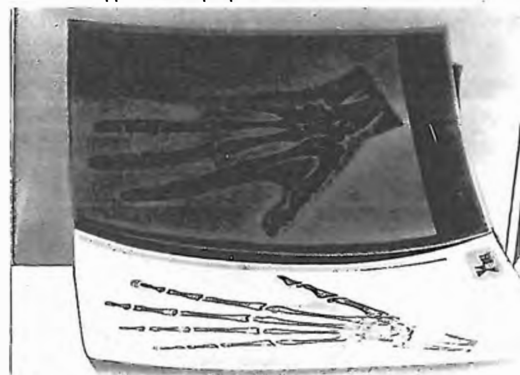
Sull'impiego di ultrasuoni di frequenza molto alta (2 ÷ 4 MHz) si basa l'ecoencefalografo, apparecchio che diagnostica emoragie cerebrali ed altri processi della stessa regione. Una sonda piezoelettrica trasmette impulsi di breve durata (1µs) con ripetizione da 100 a 300 Hz; la stessa sonda capta l'eco che, ritrasformata in segnale elettrico è avviata ad un oscillografo per l'esame di competenza.

Fig. 53 ZT - Nell'elettrocardiografo si rilevano, in diversi punti del corpo, le tensioni millivoltmetriche emesse dai tessuti muscolari del cuore e si registrano su carta. I 2 impulsi negativi rettangolari (sotto) sono generati dall'apparecchio, per riferimento.



Le fotografie di riprese a raggi X possono valersi oggi di lastre al selenio (**figura 54 ZT**), reimpiegabili sino a 200 volte, in luogo delle pellicole tipo fotografiche all'argento; per l'alta sensibilità consentono metà del dosaggio Roentgen; hanno sviluppo a secco e stampa immediata, elettrostatica, su carta normale.

Fig. 54 ZT - Le lastre al selenio per fotografie a raggi X migliorano i risultati diagnostici e diminuiscono i costi. Il tempo di esposizione, sviluppo e stampa può ridursi a 90 secondi.



Fibre ottiche



Fig. 57 ZT - Piastre di fibre ottiche formate da circa 2 milioni di fibre per cm². Sono a tenuta di vuoto; usate nei tubi intensificatori d'immagine per visione notturna (amplificatori di luce).

Le fibre ottiche rappresentano un mezzo tipico, ed unico nelle sue possibilità per trasferire da un punto ad un altro, la luce, guidandola, disperdendola solo in minimo grado, non alterandola nelle sue caratteristiche. Esse sono, in sostanza, un mezzo di trasmissione, poco costoso e dai molteplici pregi, impiegabile con qualsiasi tipo di luce, incoerente e coerente. Con quest'ultimo tipo indubbiamente si attua l'utilizzazione più interessante perché — è noto — la luce coerente (laser, ad esempio) può essere modulata e servire in definitiva da supporto ad altri segnali, di informazione (telefonici, video, ad impulsi, digitali, ecc.).

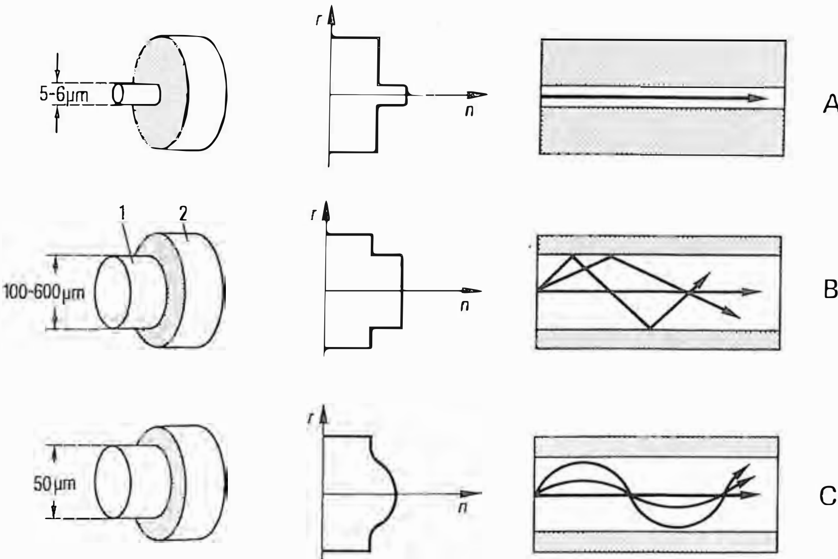


Fig. 55 ZT - La fibra monomodale (A) è paragonabile alle guide d'onda delle SHF come principio di funzionamento. La sua banda passante è molto ampia: non ha ancora applicazioni indutriali.
La fibra multimodale (B) è ora assai diffusa. In essa si ha una riflessione interna che però non è eguale per tutti i raggi dell'impulso luminoso: essi, non percorrendo tutti eguale cammino, escono sfasati. La fibra multimodale a gradiente d'indice (C) rimedia con una non omogeneità dell'indice di rifrazione all'inconveniente di cui sopra ed eguaglia la velocità di propagazione.

Si supponga una fibra cilindrica (in vetro o anche in materia plastica trasparente) formata da un nucleo (anima) di diametro molto piccolo (di misura vicina alla lunghezza d'onda da utilizzare) e da un rivestimento (camicia) di diametro molto più grande; se per il nucleo e per il rivestimento sono impiegati materiali a differente indice di rifrazione, la luce avviata al nucleo si propagherà con buon rendimento in esso, e solo in esso, con un singolo campo elettromagnetico, così come si vede in A della **figura 55 ZT**.

Questo tipo di fibre è detto « monomodale » ed è caratterizzato da una banda passante veramente molto ampia, la cui necessità tuttavia oggi è sentita per pochissimi impieghi. Le dimensioni del nucleo estremamente ridotte rendono costoso e difficile sia l'accoppiamento con la fonte luce che quello tra tra due fibre in caso di giunzione.

Più pratica la fibra « multimodale » di cui in **B** della figura. La luce è trasmessa per riflessione nell'interfaccia nucleo-mantello. Anche il tipo indicato in **C** è multimodale ma l'indice di rifrazione è a gradiente ciò che provoca una diminuzione della velocità di propagazione dei raggi nel centro del nucleo rispetto alla sua periferia; per tale fatto, a differenza che in « B » essi arrivano al capo terminale contemporaneamente e questa equalizzazione di velocità si traduce in più ampia banda passante.

Quanto si osserva in **figura 56 ZT** è uno tra i possibili convertitori di forma di un'immagine che le fibre ottiche permettono di realizzare. Un fascio di fibre le cui singole unità formano da un lato un rettangolo, o un quadrato come in figura, mentre dall'altro vengono disposte, ad esempio, come unica riga, trasferiscono (codificandola) l'immagine ripresa (esempio: dallo schermo di un tubo) che può essere messa a memoria impressionando un film fotografico.

Accostando e legando assieme per fusione molte fibre si possono formare delle piastre; se fibre e fasci sono tagliate a cono da un lato si verifica un ingrandimento dell'immagine (**figura 57 ZT**). Ciò che è interessante con questa tecnica è che usando un cavo, al lato d'arrivo l'immagine può essere ingrandita a mezzo del cavo stesso, con un elevatissimo rendimento luminoso.

Generatori laser a semiconduttore (eterostruttura) basati sull'impiego di arseniuro di gallio (pagina 8 x) e fibre ottiche formano unità di collegamento (**figura 58 ZT**) che possono trasferire 15 000 comunicazioni telefoniche simultanee.

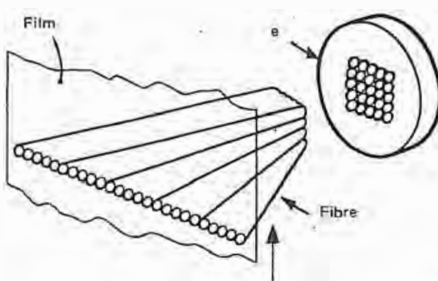


Fig. 56 ZT - A sinistra. Le diverse righe formate da fibre sulle quali è presente nell'assieme l'immagine del tubo catodico « e », al lato opposto sono allineate su riga unica e codificano l'immagine: se disposte arbitrariamente si ha un codice segreto.

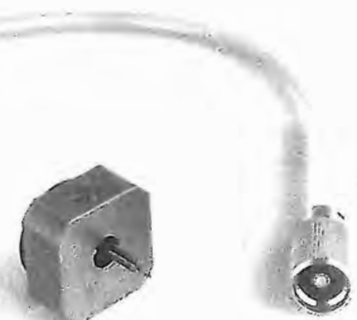


Fig. 58 ZT - A destra. Diodo laser (semiconduttore) corredato di accoppiatore a fibre ottiche. Le onde luminose di 830 nm ora impiegate lasceranno il posto ad onde di 1300 nm che consentono 1 Gbit/s (12 canali TV).

Telecomunicazioni

Oggi un collegamento fonico o video tra Continenti — collegamento che non molti anni fa suscitava stupore e ammirazione — è visto da tutti come un'operazione tecnica di normale « routine ». Nei programmi delle trasmissioni televisive si può constatare infatti con quanta efficienza, praticità ed immediatezza siano offerte immagini e suoni provenienti da una qualsiasi parte del mondo. E' questa, in certo qual modo la dimostrazione più corrente di quanto siano sin qui progredite le telecomunicazioni ad onde elettromagnetiche di cui sono ben note anche, tra l'altro, le straordinarie possibilità di comando e di guida di veicoli spaziali, e di cui si è avuta la più spettacolare manifestazione con la trasmissione televisiva dello sbarco dell'uomo sulla luna.

Installando una stazione ricevente ed una emittente su di un satellite ed inviando da una data località terrestre alla citata ricevente, in orbita, un segnale d'informazione quest'ultimo ivi ricevuto e amplificato può essere ritrasmesso (vedi pagina 21) verso un altro punto della terra. Tra le due località può intercorrere una grandissima distanza; tale che con l'impiego di tre soli satelliti (**figura 59 ZT**) si può servire praticamente tutto il globo. Le frequenze usate per questi servizi sono state suddivise per ora tra 3 e 30 GHz ma si è ipotecata anche la banda estesa a 300 e, successivamente a 3000 GHz.

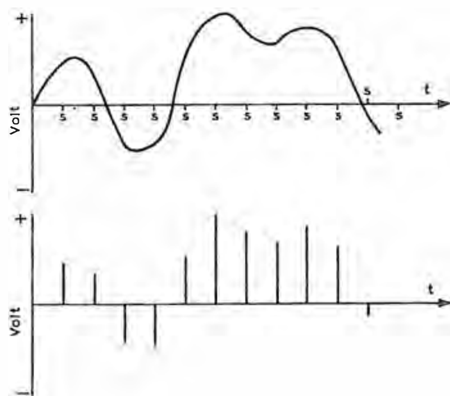


Fig. 60 ZT - Del segnale analogico riprodotto in alto viene rilevata l'ampiezza in molti punti si da rappresentare il suo andamento con impulsi singoli di varia ampiezza (sotto). Questi ultimi però sono trasformati in quantità diverse di impulsi eguali, a seconda della loro altezza. Il sistema è noto come PCM.

È interessante rilevare che la tecnica consente l'utilizzazione del satellite da parte di più utenti differenziandone l'accesso o in frequenza, o nel tempo o nel codice.

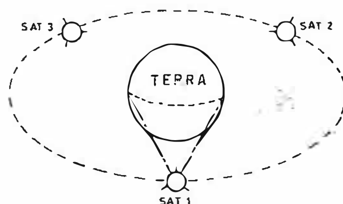


Fig. 59 ZT - Tre satelliti geostazionari (orbita equatoriale con, al centro, la terra, a 35 803 km) permettono telecomunicazioni reciproche tra punti qualsiasi della terra ad eccezione di ristrette zone polari.

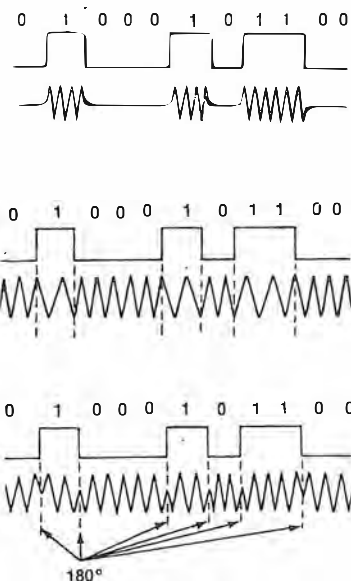


Fig. 61 ZT - In alto, bit corrispondenti ad un segnale analogico modulato in ampiezza. Al centro, la stessa corrispondenza ricavata dallo stesso segnale modulato in frequenza e, in basso, modulato di fase (si ha passaggio da 0 a 1 col cambiamento di fase di 180°).

Fig. 62 ZT - Un elaboratore (computer) è caratterizzato dall'uscita a segnali digitali; se i suoi dati devono essere inviati a distanza con linea telefonica bisogna convertirli in segnali analogici (Modem T) e, in ricezione ripristinarli (Modem R) per porre in condizioni di funzionamento l'apparecchiatura terminale.

La modulazione può essere a singola o a doppia banda laterale, con portante emessa oppure soppressa allorché la multiplazione (assiemaggio di segnali diversi) è a divisione di frequenza; può essere ad impulsi modulati in ampiezza, o in durata, o codificati (PAM, PDM, PCM) quando la multiplazione è a divisione di tempo.

Nelle telecomunicazioni per discriminare il segnale utile di modulazione da quello sporadico di rumore si ricorre sempre più alla preventiva trasformazione del primo in una serie di numeri binari che, trasmessi, costituiscono un treno di impulsi. In ricezione si decodifica, vale a dire si ritrasformano gli impulsi nel segnale originale che, essendo rigenerato sul posto solo in conseguenza di impulsi e non del rumore, sarà esente dallo stesso.

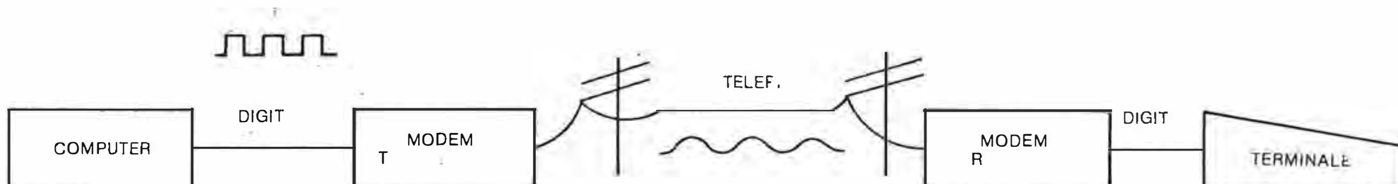
Abbiamo citato, evidentemente, il principio della trasmissione digitale. Ecco un cenno alle operazioni che la compongono e la governano.

Supponiamo si debba trasmettere il segnale fonico di cui in alto alla **figura 60 ZT**; se, negli istanti indicati « s » sulla linea del tempo noi prendiamo nota dell'ampiezza e la determiniamo con trattini verticali (come in basso della figura) avremo elementi (ad impulsi) sufficienti a costituire una modulazione che ci consentirà — col processo inverso — il ricupero del segnale analogico (fonico). Il segnale può essere ricostruito perfettamente solo se la frequenza con la quale si determinano i trattini (si « **campiona** ») è doppia della più alta frequenza modulante da trasmettere; così per la telefonia, che è limitata a 4000 Hz, la frequenza di campionatura dovrà essere di 8000 Hz.

Gli impulsi di campionatura, se non si vuole allargare esageratamente la banda di modulazione, devono, in realtà, essere tutti di pari ampiezza ed allora, per differenziarli, si ricorre a singole serie di impulsi eguali che vengono a rappresentare come numeri binari determinati valori prefissati dell'ampiezza: quest'ultima operazione è nota come « **quantizzazione** ».

Si osservi la **figura 61 ZT**; in essa si può notare come a segnali modulanti di diverso tipo (in ordine, dall'alto: d'ampiezza, di frequenza, di fase) corrisponda, sopra, sempre lo stesso numero binario. Le trasformazioni di questo tipo, di segnali analogici a digitali e quelle inverse sono affidate a dispositivi denominati **MODEM** (**MO**dulation-**DEM**odulation).

Quando l'apparecchiatura fornisce segnali digitali (ad esempio, un elaboratore) ed il mezzo di trasmissione è predisposto e previsto per segnali analogici (esempio, linea telefonica) il MODEM (**figura 62 ZT**) agisce in senso inverso a quello prima accennato. Naturalmente dal lato ricezione deve esservi un MODEM che ripristina i dati numerici.



"Facsimile" e telefoto

La distinzione tra « facsimile » e telefoto non è netta: in linea di massima i due termini stanno ad indicare entrambi un procedimento di trasmissione-ricezione di immagini fisse, anche se « facsimile » solitamente viene riferito a disegni e testi mentre telefoto indica a preferenza soggetti a più gradazioni di tonalità. Nell'ambito delle tecniche di stampa alle quali queste apparecchiature sempre più diventano utili, il primo tipo di immagine è detto « al tratto » ed il secondo « a mezzatinta ».

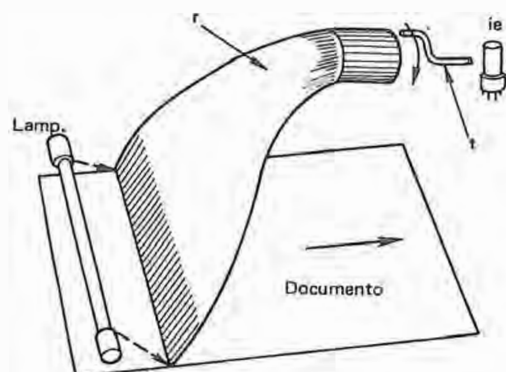


Fig. 63 ZT - Scansione meccanica per la trasformazione del contenuto presente sul foglio in segnali elettrici. Sistema caratterizzato dalla trasformazione della riga di fibre ottiche che in fascio (« r ») terminano in una disposizione circolare da esplorare con rotazione di « t » (guida ottica) che pilota il fotomoltiplicatore « ie ». Il documento è in movimento.

La prima operazione da compiere è quella di una scansione dell'immagine soggetto, operazione che può avvenire in non poche maniere, la scelta delle quali è da porre in relazione ai risultati che si vogliono ottenere in quanto qualità della riproduzione e tempo da impiegare per compiere l'operazione. I sistemi, infine, sono più volte mutati nel tempo perché sempre nuove tecnologie hanno apportato successivamente innovazioni, vantaggi, miglioramenti.

La scansione è in effetti un'esplorazione sistematica, tramite una sorgente di luce, di tutte le aree elementari nelle quali viene ad essere scomposta l'immagine; in altre parole, è un principio simile a quella della televisione con la differenza che con quest'ultima il soggetto può anche essere in movimento. Questa differenza non obbliga il sistema di cui ci occupiamo a tempi di scansione veloce, caratteristici della TV; il segnale essendo allora, limitato in frequenza, può anche essere avviato a linee telefoniche, ciò che non è dato di fare col segnale video.

Il documento da trasmettere onde essere esplorato viene avvolto su di un cilindro; qualche volta è posto anche in piano. I primi apparecchi ricavavano i segnali elettrici (che diventano nell'assieme un segnale di modulazione) illuminando intensamente una minuscola area della foto, con il cilindro in rotazione.

Dall'area illuminata si ricava per riflessione una intensità luminosa che è direttamente proporzionale alla tonalità riscontrata sull'originale in quella data areola: la luce riflessa è captata da dispositivi fotosensibili (fototransistori, fotomoltiplicatori, ecc.) che così mettono a disposizione l'equivalente elettrico. Se a questa testina di illuminazione-lettura (oppure al cilindro stesso) è applicato un moto di traslazione, tutta l'area del soggetto può essere esplorata per righe contigue derivanti dalla spirale che viene ad essere descritta.

Fig. 64 ZT - Anche qui si utilizzano le fibre ottiche (O) che sono incorporate ad un tubo a raggi catodici di cui P è lo strato di fosforo ed M un elettrodo. Il documento, che scorre, è letto da un fotomoltiplicatore sulla riga orizzontale all'apice del prisma. Sistema valido per ricezione e trasmissione.

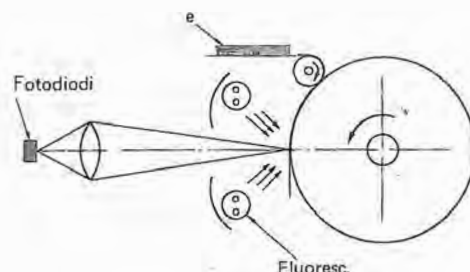


Fig. 65 ZT - Numerosi fotodiodi allineati (spaziature da 12,5 a 100 μm) corredati di autoscansione a commutatori MOS (« sensori di immagine ») offrono una capacità di 2 kbit. I documenti (« e ») trasferiti al tamburo e ivi illuminati, sono letti dai diodi di riga focalizzati su di essi.

In ricezione una macchina eguale, con movimenti sincroni a quelli dell'emittente, sviluppa il procedimento in maniera inversa, ossia manda un raggio di luce modulato ad una carta sensibile o comunque impressiona altri tipi appositi di carta, ricreando l'immagine.

Ecco ora un breve cenno ad alcune delle innovazioni introdotte negli ultimi anni. In **figura 63 ZT** uno sfruttamento delle fibre ottiche; queste sono allineate in grande numero e disposte in maniera da permettere la lettura in piano del documento: hanno un diametro 80 $\div$ 150 μ ciò che porta ad un potere di risoluzione di 4 $\div$ 8 righe per millimetro. La **figura 64 ZT** riporta un altro modo di impiego di queste fibre: formano un prisma che diventa parte integrante dello schermo di un tubo a raggi catodici. La luce utilizzata è quella del fascio elettronico spazzolatore rinviata dal documento al fotomoltiplicatore. Nel sistema di **figura 65 ZT** si utilizza una riga di diodi fotosensibili, periodicamente commutati.

Anche il laser può apportare grossi vantaggi nella ricostruzione di una immagine (**figura 66 ZT**); viene impressionata, a secco ed in modo eccezionalmente nitido una carta all'argento, sviluppata poi termicamente. Occorre che la luce del laser impiegato sia modulabile con alta percentuale.



Fig. 66 ZT - L'impiego di luce laser ha apportato grandi vantaggi alle apparecchiature per teletrasmissioni di fotografie. Il tubo qui mostrato (elio-neon) grazie ad una speciale geometria del risonatore ed a particolari varianti di pressione del gas ha raddoppiato la sua capacità di modulazione iniziale.

Elettronica e arti grafiche

La lettura elettro-ottica del documento, che sta alla base di quanto abbiamo testé visto (« facsimile e telefoto), se attuata utilizzando la luce laser — abbiamo detto — acquista prerogative tali da interessare anche il campo grafico, intendendosi in particolare tutte le operazioni di questo settore inerenti la composizione fotografica della pagina (testo ed illustrazioni) di un libro, rivista o, più frequentemente ai fini di una trasmissione a distanza, di un giornale.

Punto d'arresto al passaggio in pratica del procedimento è stata per lungo tempo la difficoltà di deflettere la luce: recentemente, ricorrendo agli ultrasuoni e contemporaneamente a particolari cristalli nonché materiali piezoelettrici si è raggiunta la risoluzione, la linearità e la prontezza necessarie ad imprimere al raggio laser tutti quei mutamenti che un qualsiasi originale esplorato provoca come soggetto di modulazione.

Un modulatore di questo tipo è quello di cui alla **figura 67 ZT.** Gli ultrasuoni agiscono (per pressione) sul materiale di struttura (tellurite, in questo caso) apportandogli mutamenti periodici dell'indice o rapporto di rifrazione ottica: il fascio laser entrante nel dispositivo è costretto alle conseguenti deviazioni e la sua intensità varia in proporzione alla pressione esercitata dall'onda ultrasonora sul materiale.

La pagina di un giornale può essere trasmessa in 1 minuto e, come accennato, la risoluzione è tale da ammettere anche le foto a mezzatinta che nei procedimenti di stampa sono sempre suddivise in un numero molto elevato di piccolissime aree a varia dimensione (si suol dire che sono « retinate »). Questo procedimento prima che col laser era attuato con lampade a scarica ma il tempo richiesto variava dai 3 ai 7 minuti ed il contrasto era di 25 volte inferiore; inoltre, la lampada durava 100 volte di meno.

L'alta definizione di questo sistema (laser e deflettore opto-acustico) è stata messa a profitto anche dalle stampanti: la velocità di stampa — stante l'abbandono di qualsiasi mezzo di natura meccanica — può superare le 10 000 righe al minuto. I caratteri stampati sono migliori (**figura 68 ZT**) di quelli battuti da una macchina per scrivere.

La composizione a macchina dei testi destinati alla stampa in molti casi è ancora il risultato di una fusione in piombo di caratteri, usati a volte per effettuare la stampa su carta di un solo esemplare dal quale il processo prosegue poi per via fotografica. Quella di sganciarsi da questi passaggi obbligati, onerosi e lenti, è sempre stata la mira alla quale i tecnici hanno costantemente puntato.

Un primo passo è stato fatto azionando le apposite macchine di composizione-fusione (« linotype ») a partire da un nastro di comando recante il testo da comporre e le istruzioni, perforante in codice: in altri termini, un nastro molto simile a quello delle telescriventi. In tal modo la battuta può essere eseguita a parte, preventivamente, anche da non esperti, mentre la macchina può poi agire a velocità più sostenuta e passa da 6000 a 18/24 000 lettere all'ora.



Fig. 67 ZT - Modulatore di luce laser basato sull'effetto acustico/ottico. Il vetro speciale col quale è formato è trattato in superficie con litio/niobato, materiale piezoelettrico traducente le oscillazioni elettriche in oscillazioni meccaniche. Offre un alto rapporto di modulazione.



Fig. 68 ZT - Il modulatore acustico/ottico deflettendo un raggio laser permette moltissime direzioni di deviazione il che è come dire un'alta risoluzione. Questa caratteristica, se applicata ad un processo stampante porta a caratteri più nitidi (terzo, a destra) di quelli battuti da una macchina per scrivere, anche a nastro speciale (secondo).

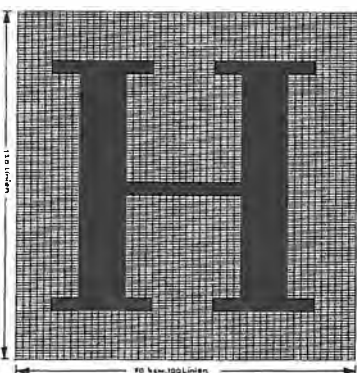


Fig. 69 ZT - Gli elementi di immagine da iscrivere nella memoria di un elaboratore traggono origine, per lettere, numeri, segni, ecc. dalla scomposizione in minuscole aree del soggetto che esplorate con scansione verticale/orizzontale combinata danno luogo ad impulsi (bit) localizzati e differenziati in 1 e 0.

Tecnologicamente parlando è però l'innovazione successiva che apporta varianti di grande incidenza; con essa infatti si ha il passaggio alla composizione diretta mediante luce, liberando questa fase del lavoro dai caratteri in piombo pesanti, ingombranti e costosi, e sostituendoli con matrici ed elaborato finale a pellicola fotografica. La velocità passa da 8 ÷ 10 righe al secondo a 20 ÷ 30 righe.

Ciò che si attua dopo è ancora più significativo: si trasformano ulteriormente le matrici, da ottiche ad elettroniche. Entra in giuoco la tecnica digitale e le memorie che sempre l'accompagnano nell'impiego: in esse è facile immagazzinare tutti i bit necessari ad identificare e restituire caratteri, testi, ordini, ecc. ecc.

Osserviamo il rettangolo di **figura 69 ZT** e notiamo la sua suddivisione in tante piccole aree: 6000 per la precisione. La lettera **H** iscritta rende nere una parte di tali aree, facilmente identificabili e localizzabili mediante una scansione elettronica (pennello elettronico, ad esempio) in senso orizzontale e verticale combinato; se ne traggono i bit (0 = aree bianche; 1 = aree nere) da inviare in memoria. In maniera eguale si agisce nei confronti di altre lettere e segni grafici, tutti richiamabili poi dalla memoria in fase di composizione.

Col segnale elettrico proveniente dalla memoria si perviene alla ricostruzione che si visualizza sullo schermo di un tubo a raggi catodici ad alta definizione (spesso dotato di fibre ottiche) dal quale si passa ad trasferimento su pellicola. La velocità di svolgimento del processo è tale che, prima di fotografare, si ha modo di far apparire tutta la riga (e più righe) di testo, e non più una sola lettera per volta.

Preventivato il numero di bit formanti la larghezza di una colonna di testo è possibile a fine riga, intervenire per uno spostamento automatico che allinei sempre le lettere sul bordo destro (graficamente = « giustificazione ») così come si può vedere proprio in queste stesse righe che il lettore sta leggendo.

La **figura 70 ZT** mostra l'aspetto che ha assunto oggi la sala di composizione di uno stabilimento grafico nella quale al posto delle faraginose macchine di fusione si trovano ora apparecchiature simili a semplici macchine per scrivere.



Fig. 70 ZT - Le macchine per composizione elettronica alleviano notevolmente il lavoro dell'operatore; nelle redazioni dei giornali assai spesso è il giornalista stesso che da il via all'operazione con la sua prima battuta del testo che l'elaboratore centrale si incaricherà di suddividere, allineare, fotografare, incolonnare, ecc.

Telescriventi

Si tratta, come è ben noto, di macchine per scrivere azionate a distanza in modo automatico, vale a dire senza l'intervento immediato di operatori. Questo intervento c'è, ma è mediato da un nastro di carta perforato secondo un codice, con il quale sono azionati i dispositivi di stampa (battuta dai tasti), l'avanzamento, lo spostamento di riga, ecc. Ci troviamo in realtà, di fronte ad un connubio macchina per scrivere-telegrafo.

Il codice telegrafico (Morse) si basa sulla diversa combinazione di due stati (punti e linee) per formare lettere e numeri. Punti e linee hanno differente durata tra loro: il numero massimo impiegabile è di 5. Lettere, caratteri e parole si presentano di conseguenza con lunghezze (tempi) diversi in ogni caso.

Il codice per telescriventi (Baudot) prevede anch'esso 5 elementi, ma li prevede sempre, per tutte le lettere e numeri (**figura 71 ZT**). Ciascun elemento (impulso o assenza di impulso) ha pari durata e pertanto pari durata hanno anche i caratteri. Gli impulsi in questione sono detti **« moment »** e a seconda che si riferiscano alla presenza di corrente in linea o meno, distinti in **« Mark »** e **« Space »** (puntino nero nel primo caso, in figura 71 ZT).

I cinque « moment » di codice sono sempre preceduti da un impulso di avvio (**Start** = del tipo « space ») e seguiti da uno di arresto (**Stop** = del tipo « mark »); in questo modo, oltre ad aversi la dovuta distinzione di inizio e di fine del carattere, si provoca un intervento in macchina che arresta la generazione di impulsi sino a che non viene abbassato un nuovo tasto. Questi impulsi separatori evidentemente semplificano i problemi del mantenimento di sincronismo tra macchina emittente e macchina ricevente, in particolar modo sentiti quando il collegamento è affidato alle onde radio (in questo caso si definisce il sistema come **RTTY**).

1	●	●	●	●	●			●				●	●					●	●				●	●	●	●	●	●				
2	●	●					●	●	●			●		●		●	●			●		●			●	●	●	●		●		
3	●		●	●	●	●		●	●		●			●				●		●	●	●			●			●			●	
4	●		●		●		●		●		●				●	●			●		●	●	●			●	●	●	●			
5		●	●	●		●	●			●					●		●			●	●	●	●	●	●		●	●				
	K	W	X	Y	F	H	G	U	C	T	N	A	E	I	O	R	L	S	D	P	M	V	B	Z	Q	J	CIFRE	LETTERE	RIT. CARR.	INTERLINEA	SPAZIO	(NON USATO)
	(	2	/	6	•	;	%	7	:	5	·	–	3	8	9	4	)		✠	0	·	=	?	+	1	⍾						
					!	£	&											⍾	$			;		"		.						

Fig. 71 ZT - Tutti i segni del codice Baudot sono dei punti: l'intervallo tra due punti ha lo stesso valore dei punti stessi. Vi sono 5 segni significativi le cui possibili combinazioni sono 211. Una di esse (5 punti) commuta sulle lettere (trenta), un'altra 2 ÷ 0 + 2) sulle cifre e sui segni (trenta). I segni in basso sono riferibili al sistema americano.

Il segnale di Start ha sempre la stessa durata (eguale a quella dei « moment »); il segnale di Stop può invece variare notevolmente.

Possiamo vedere — confrontando la **figura 72 ZT** con la **figura 73 ZT** — la differenza di andamento tra il Morse ed il Baudot in un esempio di trasmissione delle stesse lettere (una A seguita da una F).

È stata stabilita un'unità internazionale con la quale si misura la velocità di esercizio: essa è il **« baud »**, e corrisponde all'emissione di 1 impulso al secondo. In Europa una delle velocità raccomandate dal CCIT è di 50 baud (in USA = 45,45 baud); sono però impiegate anche velocità superiori, pari a 75 ed a 100 baud.

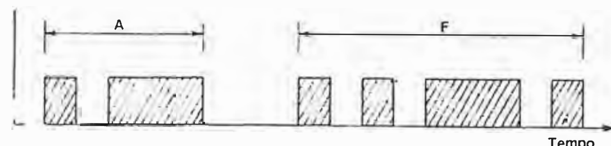


Fig. 72 ZT - Nel Morse le lettere hanno durata diversa sia perché gli elementi variano di numero nelle diverse lettere, sia perché le « linee » sono più lunghe dei « punti ». Il livello alto indica « lavoro ».

I segnali ricevuti dalla macchina devono essere trasformati in impulsi locali di corrente continua capaci di azionare gli elettromagneti che la equipaggiano e che assorbono dai 20 ai 60 mA.

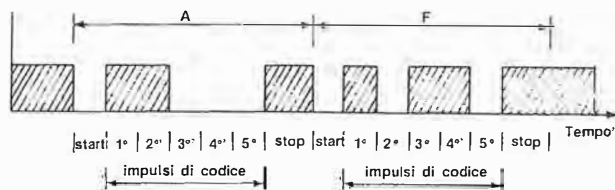


Fig. 73 ZT - Nel Baudot le lettere hanno durata eguale perché gli elementi sono sempre 5 e tutti di pari durata. Si veda, prima e dopo ciascuna lettera la condizione di « stop » e quella di « start ». Il livello alto qui indica « riposo ».



Fig. 74 ZT - L'operatore della telescrivente con i tasti, in emissione, libera l'avvio di impulsi che la macchina stessa genera. In ricezione, su di una macchina eguale gli impulsi agiscono su relé che azionano un movimento di battuta corrispondente al tasto azionato in trasmissione. Molte parti meccaniche dei primi modelli sono ora sostitute da componenti elettronici.

Facciamo rilevare che la tecnica di cui trattiamo interessa anche il diffuso servizio « telex ». Il settore si è arricchito di macchine sempre più duttili (**figura 74 ZT**) che, tra l'altro, adottano da qualche anno, vantaggiosamente, circuiti integrati su larga scala che svolgono tutte le funzioni, ad eccezione dei movimenti meccanici essenziali.

Se interessa una visualizzazione ulteriore del messaggio, più grande o sostitutiva di quella riprodotta su carta dalla macchina, è possibile inserire un'interfaccia e trasporre il codice Baudot in codice ASCII: quest'ultimo è idoneo alla formazione sullo schermo di un tubo a raggi catodici di pagine di testo formate da righe di caratteri da 5 x 7 punti.

Elettronica e telefono

Può sembrare persino paradossale ma quello del telefono — vale a dire, di un mezzo tecnico di comunicazione per eccellenza — è stato sinora uno dei settori che meno hanno usufruito dei consistenti progressi che l'elettronica delle telecomunicazioni ha, al suo fianco, sviluppati. Solo in questi ultimi anni non si è più potuto soffocare una logica quanto necessaria evoluzione, prima ostacolata soltanto da motivi di interesse economico delle industrie (impianti di produzione) e dell'esercizio (impianti di funzionamento) esistenti.

Per quanto è detto sopra valga un solo esempio: il sistema telefonico è centrato sullo smistamento, o per dirla più tecnicamente, sulla « commutazione » che appositi selettori (Centrale telefonica) svolgono ripetitivamente un enorme numero di volte. Orbene, questi selettori sono tuttora, praticamente tutti, di tipo meccanico nonostante esista da tempo la possibilità di sostituirli con commutatori a semiconduttore: si conserva un organo soggetto ad usura, di notevoli dimensioni, con parti in movimento, non eccessivamente affidabile, costoso, che potrebbe essere sostituito con un altro statico, più economico, più piccolo, più sicuro.

La commutazione elettronica comunque verrà, anche perché è solo con essa che la rete telefonica potrà essere messa a servizio della trasmissione di dati digitali, allargando in modo importante la sua utilità con l'allacciamento agli elaboratori e con lo scambio di segnali video (« teletext »).

Intanto diamo uno sguardo a quanto già attuato o è possibile attuare. La **figura 75 ZT** illustra la struttura di quella che può essere definita una « cornetta elettronica », nel senso che vi entra a far parte un circuito integrato (LS 285); con essa si amplifica il segnale emesso, ciò che consente la sostituzione dell'attuale microfono a carbone con un microfono dinamico o con un trasduttore di altro tipo. Lo stesso integrato amplifica la ricezione; entrambe le funzioni beneficiano di un controllo automatico che regola l'amplificazione in funzione della distanza tra l'utente e la centrale. È resa possibile l'eliminazione del trasformatore differenziale ora presente in tutti gli apparecchi telefonici; l'effetto locale (Larsen) è soppresso automaticamente in virtù di un circuito a ponte.

Nell'ambito dell'installazione interna — laddove l'innovazione ed il miglioramento dipendono solo dall'utente — si sta estendendo il collegamento senza filo tra « cornetta » e apparecchio telefonico sì da permettere alla persona di muoversi liberamente all'interno di un locale (sino a 100 m²) svolgendo una normale conversazione (**figura 76 ZT**).

Si tratta di un utile abbinamento raggi infrarossi-telefono. L'apparecchio telefonico vero e proprio è di tipo normale ed è incorporato in un assieme murale che comprende un convertitore

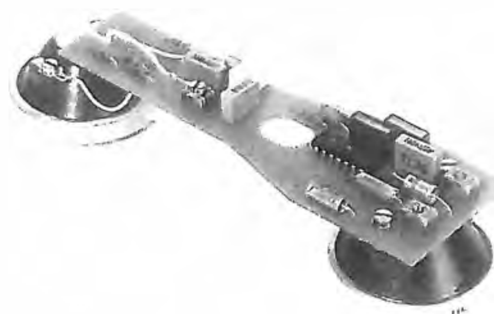


Fig. 75 ZT - Un circuito integrato del tipo lineare può migliorare la conversazione telefonica; attua un'amplificazione nei due sensi che oltre ad accrescere la qualità, compensa le attenuazioni di linea abbonato/centrale. Questa amplificazione è comandata da un controllo automatico di guadagno.



Fig. 76 ZT - La cornetta senza cordone permette la conversazione con la rete telefonica da qualsiasi punto interno ad un locale, anche ampio; ci si può muovere liberamente, telefonando. Alimentazione a pila ricaricabile con cornetta a riposo. Non abbisogna alcuna licenza d'esercizio perché non si impiegano onde a radiofrequenza.

infrarossi/corrente nonché un altoparlante. Tutti i comandi sono incorporati nella « cornetta » così che da essa tramite pulsanti (telecomando) si possono selezionare gli impieghi: telefono interno, esterno, con altoparlante, ecc.

Rispetto ad un impianto simile che fosse azionato a mezzo onde radio si ha il vantaggio dell'assenza di interferenze con altre apparecchiature nonché della protezione da un ascolto indesiderato. Trasmissione e ricezione si valgono di due diverse vie; non è necessaria la visibilità diretta perché gli infrarossi si diffondono nel locale per riflessione.

Di applicazione più estesa perché può interessare tutti gli apparecchi, oltremodo comoda anch'essa, è la selezione numerica a pulsanti (**figura 77 ZT**). A questo proposito occorre precisare che vi sono due sistemi per attuarla: uno, basato sull'impiego di determinate frequenze foniche richiede che la centrale sia a ciò predisposta, il che avviene attualmente solo in alcuni Paesi (ad esempio, Stati Uniti). L'altro sistema è quello col quale si provvede alla generazione ed all'inoltro sulla linea di impulsi corrispondenti a quelli che l'utente abitualmente provoca quando agisce a mezzo del classico disco combinatore. Per entrambi i casi si producono appositi circuiti integrati: citiamo ad esempio l'M751 quale generatore di frequenze e l'M760 nonché il TDS7 per determinare impulsi di corrente. Questi impulsi, che corrispondono a quelli del contatto meccanico, devono avere una frequenza di 10 Hz. Gli integrati naturalmente incorporano diverse altre funzioni, tra le quali la memorizzazione: grazie ad essa è possibile la ripetizione automatica di un numero.



Fig. 77 ZT - Esempio di pulsantiera: in questo caso è un generatore di impulsi (con altri sistemi di rete diventa un generatore di frequenze) che sostituisce il disco meccanico convenzionale. È caratterizzato dalla memorizzazione di 16 codificazioni decimali e dalla possibile ripetizione automatica dell'ultimo numero formato, mediante tasto apposito.

Elettronica ed automobile

Senza dubbio, se tralasciamo il ricevitore radio apposito e del quale abbiamo già detto (pag. 27 ab) l'applicazione più nota dell'elettronica in campo auto è quella che facilita il dispositivo (a volte lo sostituisce) generatore della scintilla sulla candela (accensione).

L'erosione cui sono soggette le parti di un ruttore nel tempo, il peggioramento delle condizioni di funzionamento a basso e ad alto regime di giri, l'accumulo di sporcizia sulle candele e la deriva del punto ottimale determinato inizialmente sono tra i più noti inconvenienti denunciati dal classico motore a scoppio. Per porvi rimedio sono stati elaborati via, via nuovi sistemi elettronici: la **figura 78 ZT** ne illustra uno tra i primi e tra i più diffusi, detto a scarica capacitiva.

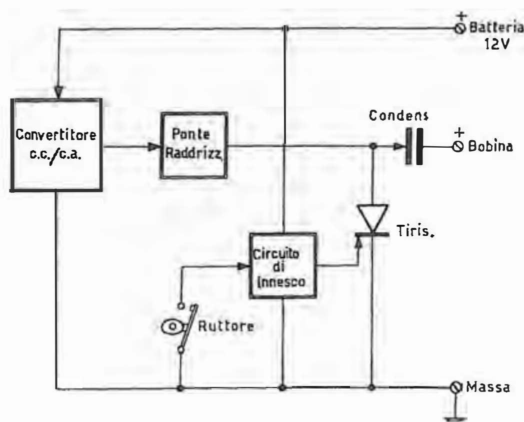


Fig. 78 ZT - Il condensatore si carica attraverso la bobina. A carica avvenuta il tyristor va in conduzione ad opera del circuito di innesco. Bobina e condensatore formano un circuito risonante che col primo semiperiodo della corrente attraversando il tyristor lo interdice; nel semiperiodo successivo (scorrimento di corrente in senso inverso) — sempre a tyristor interdetto — il condensatore si ricarica.

Come si vede, il sistema necessita di un preventivo innalzamento della tensione continua: con la tensione rialzata viene caricato un condensatore che si scarica sulla bobina d'accensione al comando di un thyristore innescato al momento opportuno dal ruttore. Quest'ultimo pertanto rimane, ma agisce ad un regime di tensione e corrente più basse inoltre, tra i vantaggi vi è quello della bassa impedenza d'uscita del circuito di scarica che permette un corretto funzionamento anche in presenza di carichi resistivi importanti.

Sono stati elaborati anche ulteriori sistemi, e ciò allo scopo di eliminare del tutto il ruttore ed i suoi residui problemi: il contatto meccanico di quest'ultimo è stato sostitutito da una variazione magnetica oppure optoelettronica.

Oltre che al funzionamento della macchina (automobile) occorre pensare anche alle esigenze, alla comodità, alla sicurezza e ad altre agevolazioni in favore dell'uomo (automobilista). Sotto questo profilo non sono mancati e non mancano interessanti sviluppi: vogliamo accennare ad uno di essi. Si veda l'assieme di impianto schematizzato in **figura 79 ZT**.

L'auto viene dotata di una piccola antenna, collocata in basso, prossima al livello della strada. Con questa antenna si può irradiare e ricevere. Lungo la strada, ai bordi, sono interrate in località strategicamente prescelte (ad esempio, prima di un bivio) apparecchiature dotate anch'esse di una particolare antenna trasmittente/ricevente: una grossa spira induttiva (**figura 79 ZT bis**).

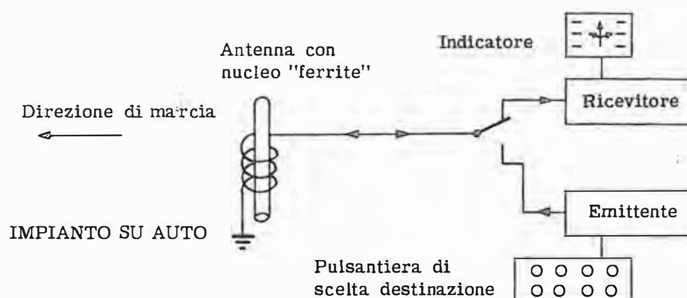


Fig. 79 ZT - L'automobilista dispone di una pusantiera e con essa, ad inizio viaggio, inserisce i tasti di destinazione (ha conferma visiva). Durante il percorso la sua emittente interroga i posti fissi, che forniscono le indicazioni locali più opportune al momento (deviare, rallentare, coda, incidente, ecc.) segnalate sull'auto da apposito indicatore.

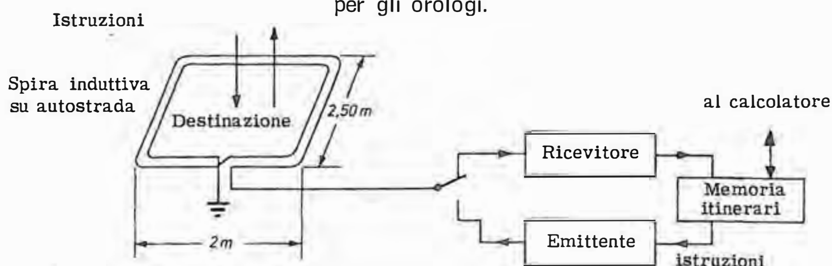
Iscrivendo nella memoria del posto fisso una serie di istruzioni provenienti da un elaboratore centralizzato, si offrono all'automobilista di passaggio altrettante notizie e informazioni che lo istruiscono sul percorso, sulle deviazioni, sullo stato della strada, su eventuali pericoli, ecc. Anche viaggiando a velocità alta l'auto può captare i segnali d'informazione mentre la sua antenna passa al disopra della spira interrata, non solo, essa può anche inviare suoi segnali di interrogazione e riceverne risposta. Il tutto si può svolgere in effetti in un centesimo di secondo. Sull'auto richiami sonori e visivi formulano le risposte.

A fianco del sistema citato, già validamente sperimentato ma non ancora applicato, funziona da tempo in alcune Nazioni un sistema di informazioni per automobilisti un po' più generalizzato, appoggiantesi ad una rete apposita su VHF. Sul territorio nazionale sono presenti numerose emittenti regionali, identificabili come dislocazione dal diverso nominativo. È possibile corredare il normale ricevitore autoradio VHF, ed anche un eventuale lettore di cassette, di dispositivi che se preventivamente inseriti fanno automaticamente prevalere le informazioni sul traffico su quanto d'altro si stesse eventualmente ascoltando.

Gli sviluppi in corso mirano a centralizzare tutte le funzioni, riconducendole ad un elaboratore che le coordini per lo svolgimento più razionale concepibile, in particolar modo nell'ottica di un risparmio di benzina. Ai tanti dispositivi elettronici già introdotti (contagiri, tergicristallo, indicatore di velocità, tachimetro, controllo luci, lampeggiatori, antifurto, radiotelefono, ecc.) si aggiungeranno il radar anticollisione e persino un avvisatore a viva voce basato sull'impiego di un integrato simile a quello già citato per gli orologi.

Fig. 79 ZT bis - Nei punti strategici dell'autostrada una spira-antenna interrata riceve il segnale dell'auto di passaggio (codificato in relazione alla destinazione), interroga un elaboratore (che di solito è altrove, centralizzato) e trasmette le istruzioni del caso, sempre aggiornate. Il tutto può svolgersi anche con un passaggio a 300 km all'ora...

IMPIANTO SU AUTOSTRADA



Gli analizzatori

Il risultato di una misura può essere visualizzato mediante un'indicazione di riferimento fornita dall'ago di uno strumento nei confronti di una scala, oppure con il risalto luminoso di una serie di cifre.

Se si prendono in considerazione vantaggi ed inconvenienti dell'uno e dell'altro sistema si rileva che il secondo metodo — detto digitale — offre nel complesso un più grande numero di pregi.

Allorché si vuole fare assumere al risultato l'aspetto digitale di cui sopra (più propriamente detto: numerico) si è legati, in pari tempo, al cambiamento di quasi tutta la tecnica strutturale che precede il dispositivo di affissione. Anche il metodo di trattamento ed elaborazione degli elementi — ad esempio, del segnale — diventa obbligatoriamente quello della tecnica digitale; viene così a crearsi una notevole differenza nell'assieme dei due tipi di apparecchiatura, a seconda che forniscano un dato analogico (primo caso) o logico (secondo caso).

In questa situazione si inserisce ciò che potremmo definire il più grosso onere della lettura digitale: per l'esame di un andamento analogico (lineare), che è frequente, bisogna anteporre sempre quell'interfaccia di cui si è detto all'introduzione dell'argomento « elaboratore ». Occorre cioè, la trasformazione da Analogico a Digitale (pagina 9 rs), ciò che vuol dire ovviamente maggior costo.

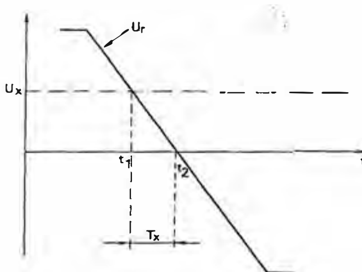
Un altro legame del digitale, allorché si tratta di un analizzatore, è quello dell'alimentazione. La nota, piccola batteria del « tester » classico, necessaria solo per le misure ohmetriche, non è più sufficiente come tale dato il consumo dei settori aggiunti: si è quasi sempre obbligati all'allacciamento rete.

Visti i lati negativi (un altro di essi deriva dall'impossibilità di seguire visivamente in modo apprezzabile e subito valutabile, variazioni repentine) osserviamo i vantaggi.

Definizione e precisione sono superiori. Si hanno indicazioni del decimo di millivolt (o di microampère, o di ohm) che certo un indice su scala non arriva a fornire; si hanno precisioni che nei tipi più modesti sono già dell'1% contro il 2 o 3% dei migliori indicatori a bobina mobile.

La resistenza d'entrata, vale a dire i classici 20 000 ohm per volt del noto strumento, passa qui all'ordine della decina di megaohm, ed anche se deve figurare un partitore d'entrata per predisporre le diverse portate, si gode sempre di una resistenza totale eccezionalmente alta. Da ciò, è evidente, la possibilità di effettuare misure in circuiti ad alta impedenza (ad esempio di transistori FET) che con i 20 000/V per l'assorbimento provocato sarebbero del tutto inattendibili.

Aggiungeremo che una lettura direttamente in cifra è molto più leggibile e certa, in particolar modo per i valori frazionari, di quanto è possibile discernere su scale multiple, tra l'altro singolarmente da individuare; anche se letto da una certa distanza il valore digitale ovviamente è preciso quanto se letto da vicino.



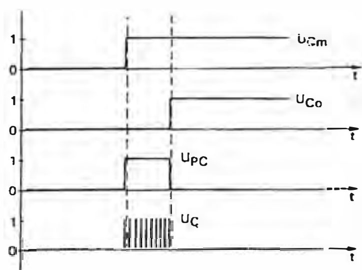


Fig. 80 ZT - Nello strumento viene creata una tensione (Ur) il cui andamento è a rampa; la tensione da misurare, Ux, viene raffrontata con il valore di quella di rampa per tutto il tempo necessario (Tx) a giungere ad un valore di riferimento 0. Durante Tx si contano gli impulsi di un generatore locale (orologio) e la lettura numerica da il valore della tensione incognita.

Molte volte si riscontra la caratteristica della polarità automatica che esime dall'inversione dei cordoni ed impedisce errori dannosi. Un errore di portata non conduce a quegli effetti disastrosi che può provocare nello strumento del normale tester. Tutta l'apparecchiatura, infine, è molto più robusta e resistente agli urti perché non vi sono parti meccaniche delicate come l'equipaggio mobile del galvanometro.

Il funzionamento vede come azione iniziale un cronometraggio: si determina (**figura 80 ZT**) il tempo (Tx) occorrente a che la tensione incognita, da misurare (Ux), coincida con un valore di tensione locale stabilito. Si provvede perciò a generare localmente quest'ultima tensione (Ur) e si fa in modo che il suo valore sia variabile con un andamento lineare nel tempo: si crea così una « rampa ».

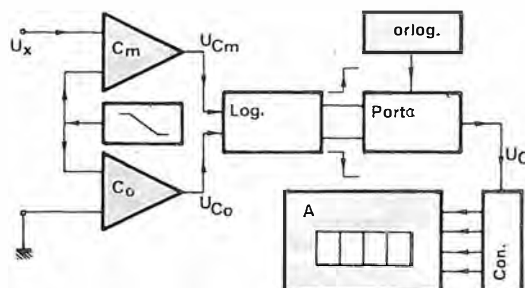
Nelle soluzioni più elaborate a rampa unica (vedremo più avanti che vi sono tipi a doppia rampa) la tensione di rampa (**figura 81 ZT**) è applicata ad un comparatore di misura (Cm) e ad un comparatore di zero (Co).

Quando la tensione di rampa coincide con quella da misurare (all'istante t1) il comparatore di misura si porta sullo stato 1 (stato alto; Ucm = 1) e vi rimane. Quando poi, la tensione di rampa arriva a coincidere con lo zero (istante t2) la stessa cosa avviene per il comparatore di zero: si porta allo stato alto (Uco = 1).

L'uscita dei due comparatori è avviata ad una porta di tipo OR-Esclusiva avente la funzione di logica di comando (Log.) Come sappiamo (vedi pagina 18 rs) una porta di questo tipo da in uscita 1 se una sola entrata è a stato 1 (vale a dire, nel nostro caso, a partire da t1) e si porta con l'uscita a stato 0 allorché anche l'altra entrata diventa 1 (vale a dire, all'istante t2). In base a ciò si sarà determinato il tratto Upc (a stato 1) corrispondente al tempo Tx.

Quanto si legge su di uno strumento digitale è sempre la risultante di un conteggio di impulsi. Nasce pertanto la necessità, in questo caso, di generare localmente detti impulsi (tutti eguali tra loro): lo si fa con l'oscillatore definito orologio (« clock »). Unitamente ad esso deve comparire un assieme che ne conti gli impulsi; il

Fig. 81 ZT - Quanto è detto sopra si attua con l'ausilio di integrati digitali, ossia una porta AND (Log.) ed una « Porta » di conteggio. La prima è influenzata dalla durata della comparazione di rampa, la seconda dagli impulsi d'orologio (per tale durata). Al contatore degli impulsi (cont.) fa seguito una decodifica nel visualizzatore stesso (A) atta a far apparire le cifre.



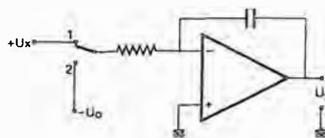
primo elemento (Por.) è una porta AND alla cui uscita si avranno, in effetti, gli impulsi, avviati da « or », per tutta la durata di tempo Tx, vale a dire sino a quando alle sue entrate (istante t2) cesserà la presenza dei due stati 1 contemporanei.

Il secondo elemento è un contatore (Con.) il cui risultato (quantità di impulsi proporzionale a Tx e perciò ad Ux) apparirà numericamente sul dispositivo di visualizzazione (A).

Abbiamo detto prima che si realizzano tipi di convertitori analogico-digitali anche a « doppia rampa ». Consentono una maggiore precisione (da 0,3 a 0,001%). In essi il segnale da misurare viene integrato per il tempo Ti (**figura 82 ZT**) che è fisso. L'integrazione si attua caricando col segnale entrante un condensatore: la rampa che ne consegue (la prima) è proporzionale al segnale stesso ed essendo fisso il tempo stabilito la sua pendenza deriva dall'entità del segnale da misurare.

Terminato Ti, il condensatore si scarica: la corrente di scarica determina la seconda rampa e poiché tale corrente è costante la rampa presenta sempre la stessa pendenza, indipendentemente dal valore di Ux. Tuttavia, in relazione ad Ux varia Tx, che è appunto il tempo da cronometrare. Per il resto la procedura è eguale a quella già vista.

In figura si osserva Ux avviata all'integratore (commutatore su « 1 »); ciò vale per il tempo Ti. Al termine di questo tempo il commutatore si porta su « 2 » e fa entrare una tensione di scarica, o meglio, di riferimento (Uo). Da quell'istante la tensione d'uscita Us — essendo la Uo di polarità opposta a quella di Ux — inizia a scendere. Si da luogo in tal modo alla seconda rampa che corrisponde a Tx, durante il quale avviene il previsto conteggio degli impulsi d'orologio.



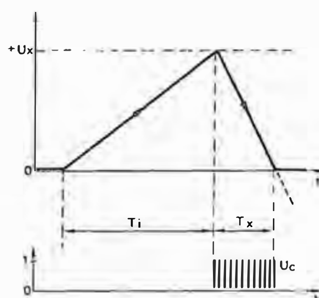


Fig. 82 ZT - **Col sistema a doppia rampa si integra la tensione entrante (quella da misurare) per un tempo costante (T1) e si misura poi il tempo richiesto per scaricare — a corrente costante — il condensatore di integrazione. La commutazione 1-2 è operata da una logica. Il metodo è accurato perché offre ottima reiezione al rumore ed ha nella tensione di riferimento l'unica fonte di possibile errore.**

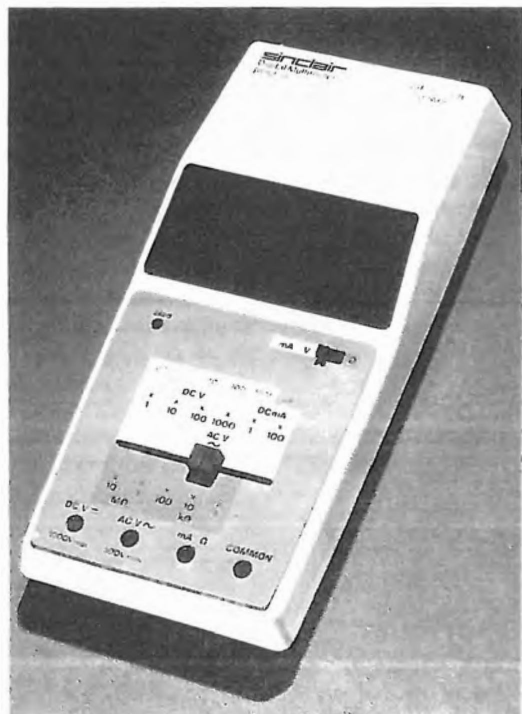


Fig. 83 ZT - **Multimetro digitale portatile del tipo a rampa singola. Adotta 4 circuiti integrati di cui uno apposito. La frequenza d'orologio è di 10 kHz e l'oscillatore — dalla cui stabilità dipende la precisione — è a compensazione di temperatura. Misura tensione continua ed alternata sino a 1000 V, corrente c. sino a 100 mA e resistenza sino a 10 MΩ. Precisione dell'1% su visualizzatore e 3½ cifre.**

COSTRUZIONE DI UN ANALIZZATORE DIGITALE A DOPPIA RAMPA

☆ ☆ ☆

In merito all'analizzatore digitale, i cui princìpi di funzionamento abbiamo testé visto, valgono due considerazioni. La prima è che per assolvere alle diverse funzioni citate, e a molte altre accessorie, si rende necessario un grande numero di componenti attivi e passivi. La seconda considerazione è che l'analizzatore come strumento è quello di più largo impiego; pertanto, dall'industria costruttrice di apparecchi di misura può essere visto come articolo da progettare e produrre in serie.

In sostanza, una coincidenza dei presupposti occorrenti alle fabbriche di circuiti integrati per elaborare uno o più modelli appositi.

Da qui due risultati: presenza finalmente, di strumenti pratici e di prezzo contenuto (**figura 83 ZT**) e possibilità da parte di un tecnico di costruire da se (**figura 84 ZT**), con certezza di buon risultato, un'apparecchiatura che prima era impossibile concepire sotto questo aspetto.

LO SCHEMA ELETTRICO

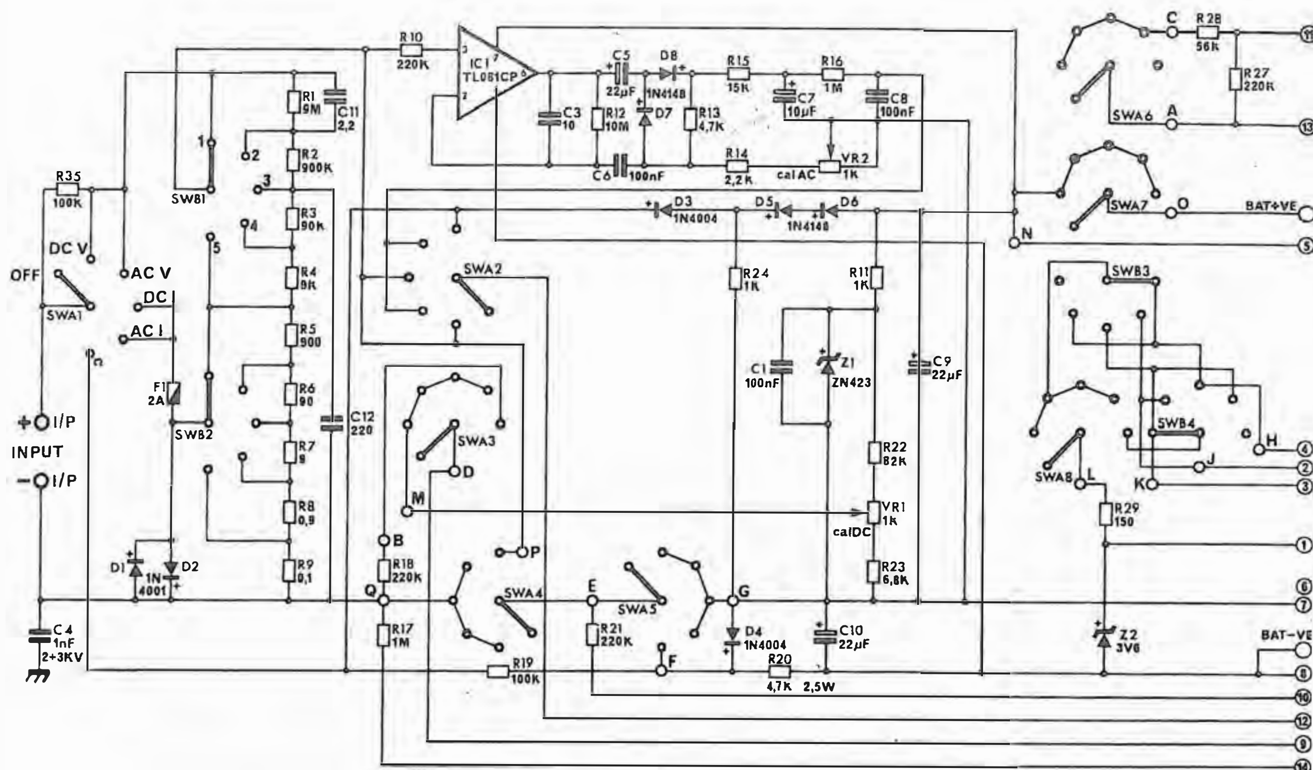
Lo schema vede nell'ICL 7107 il convertitore analogico/digitale a doppia rampa. Le letture prevedono tre cifre più segno, ed una quarta cifra significativa.

L'integrato (tecnologia MOS) comprende il sistema di integrazione, il comparatore, l'orologio, il contatore, la decodifica per il visualizzatore. La rete di integrazione è formata da C2, C3, R27, R28 (schemino a parte); essa determina la pendenza di rampa che, come abbiamo visto, stabilisce l'intervallo di conteggio degli impulsi, in altri termini la cifra sul visualizzatore.

La frequenza d'orologio è dipendente da R3, C4: il suo valore è di circa 48 kHz. La tensione di riferimento è prelevata mediante R1 che serve perciò alla taratura (schema grande). Sull'entrata dell'integrato (piedini 31,30) è posto il filtro R5, C5 per eliminare l'eventuale presenza di segnali a bassa frequenza (ronzìi) che potrebbero disturbare data l'altissima impedenza.

Lo strumento in lettura diretta è in realtà un millivoltmetro con portata di 200 mV. Per utilizzarlo su portate più alte si inserisce un partitore di tensione dal quale si ricavano in ogni caso i 200 mV. Questo partitore è formato da R1, R2, R3, R4. In esso figura anche C11 che ha lo scopo di correggere la banda passante attorno ai 20 kHz onde rendere più lineare la curva di risposta nelle misure su corrente alternata.

Per le misure amperometriche vi sono le resistenze « shunt » R5, R6, R7, R8, R9 ai capi delle quali la corrente circolante provoca la caduta necessaria all'entrata voltmetrica, vale a dire i 200 mV già citati.



Per selezionare i campi di misura ci si vale dei commutatori multipli SWB1 ed SWB2, mentre con SWA si scelgono le funzioni (voltmetro, amperometro, ohmmetro). Quando si vuole misurare corrente alternata viene ad inserirsi un rettificatore-filtro di precisione costituito dall'amplificatore operazionale TL 081CP.

L'alimentatore da rete (apposita basetta) è formato da un trasformatore riduttore e da due diodi montati in controfase (raddrizzamento onda intera); ad un primo livellamento provvede un condensatore elettrolitico da 1000 µF. Un circuito L 7885 CV stabilizza la tensione ad 8,5V che è la tensione d'alimentazione continua e che risulta indipendente dal carico entro vasti limiti. Un ulteriore condensatore, da 220 µF, elimina l'ondulazione residua. Un diodo Led, applicato agli 8,5V tramite una resistenza di 820 ohm segnala l'accensione dell'apparecchio.

La costruzione è basata sul montaggio di tre diverse basette a circuito stampato (commutazione, millivoltmetro, alimentazione) sulle quali è riprodotta in serigrafia, la disposizione di tutti i componenti. L'aspetto, come si vede in **figura 85 ZT** è professionale; l'ingombro del mobiletto metallico (cm 27 x 17,5 x 10) è contenuto.

Fig. 84 ZT - Multimetro digitale a doppia rampa. La presenza di un unico circuito integrato (qui a fianco) che assicura tutte le funzioni critiche rende possibile una costruzione che offre piena garanzia di riuscita. L'assieme comprende anche un settore d'alimentazione da rete con uscita a 8,5 V stabilizzati. Precisione da 0,2 a 1 ÷ 2% a seconda delle scale. Visualizzatore a 3½ cifre.

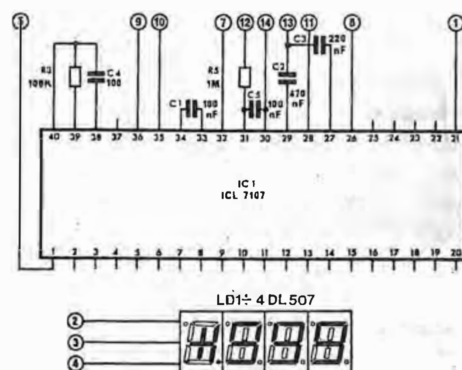




Fig. 85 ZT - A costruzione terminata l'analizzatore presenta un aspetto elegante, razionale nei comandi; pratico. Indicazione automatica della polarità. È adatto tanto per laboratorio quanto per servizio riparazioni. Pesa 1400 grammi.

COLLAUDO E TARATURA

La prima prova di collaudo e taratura consiste nel porre il commutatore sulla portata dei 200 mV e cortocircuitare i morsetti d'ingresso: si dovrà leggere 000 con segno —. Se ciò non fosse, pulire bene tutte le piste. Porsi poi in portata 2Vc.c. ed immettere una tensione continua nota, tra 1 e 2 volt: regolare VR1 per far coincidere il visualizzatore col valore noto. Porsi in posizione 20 Vc.a. ed immettere una tensione alternata, sinusoidale, di valore efficace noto: regolare VR2 per la coincidenza sul visualizzatore. In caso di superamento da parte della grandezza sotto misura del campo dello strumento si spengono tutte le cifre ad eccezione della prima a sinistra, del segno, e del primo punto decimale.

Le portate voltmetriche sono: 200 mV; 2 V; 20 V, 200 V; 2 000 V. Quelle amperometriche: 200 µA; 2 mA; 20 mA; 200 mA; 2 A. Quelle ohmmetriche: 20 MΩ; 2 MΩ; 200 kΩ; 20 kΩ; 2 kΩ.

e in tanti altri settori...

L'elenco, già lungo, tende ad allungarsi sempre più. E ciò non tanto perché vi sia in realtà qualche settore nuovo al quale l'elettronica si avvicina quanto perché è essa stessa che genera funzioni e servizi inediti, ossia senza riferimento e tecniche ed a prodotti esistenti.

Un caso di questo genere è rappresentato da un'apparecchiatura che consente ai ciechi la lettura di testi a stampa normale. Essa si base sull'impiego di una telecamera elementare (ad esempio, un pannello di fotodiodi) con la quale la persona esplora manualmente lo scritto. Quanto deriva dalla lettura è discriminato sulla base di due soli valori (bianco del foglio e nero della stampa) per cui solo in corrispondenza del nero si dà origine, col segnale, alla vibrazione di sottilissime astine metalliche. Nell'area di un pannello di astine, (vi figurano in posizione e quantità corrispondente a ciascun diodo) si profila il carattere sotto forma di astine vibranti. La lettura è tattile, così come nel noto Braille.

Un altro caso simile è quello della sintesi vocale. Una serie di parole pronunciate da una persona viene analizzata nelle particolari caratteristiche individuali (frequenze fondamentali e frequenze armoniche): i risultati dell'analisi, quantizzati sotto forma digitale costituiscono un dizionario messo a memoria in un elaboratore. Quest'ultimo in seguito, risulta in grado di identificare l'identità codificata e può eseguire ordini parlati, ma solo se impartiti dalla stessa persona che ha dettato il suo dizionario.

Sempre in questo campo, della parola, è stato sviluppato un circuito integrato al quale abbiamo già fatto cenno; esso è in grado di formulare parole sulla base di ordini che possono essere in partenza comandati da un pulsante oppure da impulsi. In **figura 86 ZT** disposizione di impiego in una applicazione con orologio.

Per funzionare fa uso di una memoria con programma già iscritto (una ROM): vi sono modelli diversi programmati in lingue diverse. L'integrato può essere previsto anche per risposte telefoniche, segnalazione (sempre a viva voce) di stati d'emergenza oppure del verificarsi di determinati eventi. Per poter mantenere basso il costo e riuscire ad integrare su di un solo « chip » tutte le funzioni (comprese quelle della conversione finale D/A) si è ricorsi a sistemi di riduzione di dati eliminando le ridondanze.

Come si vede nello schema a blocchi relativo a quest'applicazione, un orologio digitale (Clock) visualizza l'ora sul Display (codice a 7 segmenti) ma i suoi impulsi vanno anche a liberare, al momento opportuno, il vocabolario (20 parole) immagazzinato, combinandolo in frasi differenti (le diverse ore). All'ora predisposta per la sveglia dapprima si ha il suono continuo ed al termine l'orologio dice «Sono le ore ... e ... minuti ». Nella combinazione corrente il segnale di sveglia è a volume e tono stabili, ma con l'aggiunta di qualche componente diventa il suono di un gong, con volume decrescente.

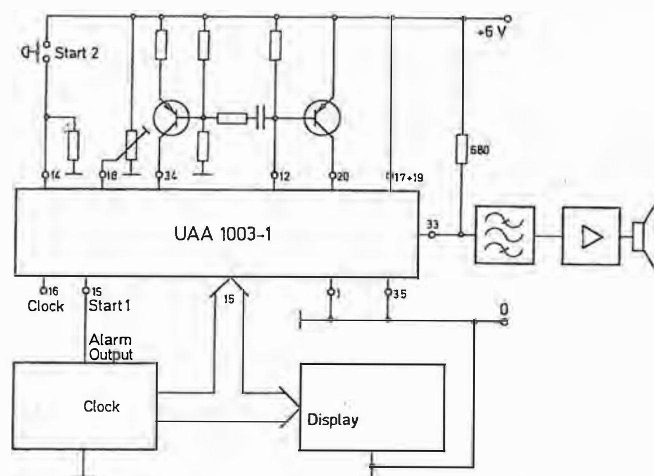


Fig. 86 ZT - L'integrato generatore di parole riceve i segnali digitali d'entrata ai piedini 2 a 11 e 36 a 40 che sono connessi ognuno ad un anodo del display a sette segmenti: i piedini, in totale, sono 40. Ogni parola generata consiste in un certo numero di impulsi a scala (di 128 gradini) per un tempo fisso di 10 ms.

Si profila intanto una tra le diverse applicazioni pratiche della disposizione già citata che identifica parole e dicitore: è stato costruito un televisore i cui comandi (cambio canale, accensione/spegnimento, ecc.) rispondono alla formulazione di due parole da parte del possessore. L'iscrizione in memoria può essere attuata dall'utente stesso parlando in un microfono connesso al televisore: alla ricezione di un ordine quest'ultimo risponde « sta bene » se può eseguirlo e « ripetere » se per una qualsiasi ragione non è in grado di farlo.

Troviamo oggi l'elettronica nel campo della fotografia e cinematografia (automatismi d'esposizione legati all'illuminazione del soggetto e all'apertura del diaframma; lampeggiatori; illuminazione stroboscopica, diodi Led, ecc.). La troviamo largamente nelle lavorazioni industriali (macchine utensili a programma digitale), anche in campi particolari quali possono essere i forni a radiofrequenza induttivi, le saldatrici per materie plastiche o incollatrici a calore per perdite dielettriche; la troviamo nel servizio postale per la lettura del codice e lo smistamento conseguente, nella radioastronomia e nella lavorazione con ioni, nel controllo di velocità dei motori, nei termometri digitali, nella refrigerazione (effetto Peltier).

Per tornare agli usi casalinghi, la vediamo affacciarsi — dopo la regolazione automatica dell'illuminazione, l'interfonico senza fili, il « carillon » della porta a motivi musicali — anche in cucina, per la cottura a radiofrequenza.

Anche limitandoci ad un elenco occorrerebbero pagine e pagine per citare tutto ciò che l'elettronica ha vantaggiosamente modificato o ha creato « ex novo ». Si constata ogni giorno quale vasto campo di applicazioni sia già stato raggiunto e si intuisce quanto varia possa essere ancora l'innovazione futura; perciò, questa scienza che tanto ci attrae non cesserà mai di stupirci, di allettarci e di esercitare su di noi quel richiamo che ci ha fatto avvicinare con interesse e curiosità al primo schema di un sia pure modestissimo dispositivo elettronico.

INDICE ANALITICO DEL TESTO

L'indice Analitico, che abbiamo adottato, è il tipo di Indice di maggiore utilità per il lettore perché permette una facile ricerca di tutte le pagine alle quali una data voce è stata citata: Il trattino posto innanzi alle voci significa la ripetizione della parola iniziale stampata in neretto. Gli articoli (Il, la, le, ecc...) sono stati omessi per consentire l'ordine alfabetico. Le pagine delle singole lezioni sono numerate, tutte, dall'1 al 32 ma dopo il numero di pagina ciascuna lezione è individuabile da lettere d'alfabeto. La corrispondenza tra lettere aggiunte al numero di pagina e numero della lezione (fascicolo) è la seguente: **senza lettera** = 1; **b** = 2; **c** = 3; **d** = 4; **e** = 5; **f** = 6; **g** = 7; **h** = 8; **m** = 9; **n** = 10; **p** = 11; **q** = 12; **r** = 13; **s** = 14; **t** = 15; **u** = 16; **v** = 17; **w** = 18; **x** = 19; **y** = 20; **z** = 21; **ab** = 22; **cd** = 23; **ef** = 24; **gh** = 25; **lm** = 26; **np** = 27; **qr** = 28; **rs** = 29; **zt** = 30. **Volume 1°** = lezioni da 1 a 15: **Volume 2°** = lezioni da 16 a 32 con Indice.



D

E

F

INDICE DELLE TABELLE - ABACHI - GRAFICI

INDICE DELLE COSTRUZIONI